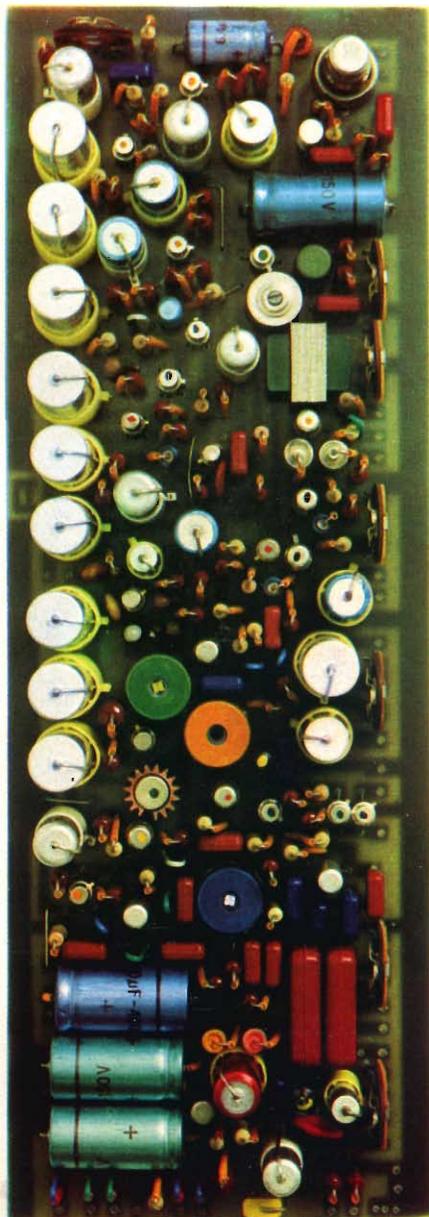
SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

RICEVITORE PER RADIOCOMANDO UK 310

TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI A COLORI

CICALINI ELETTRONICI

33 VOCABOLI UTILI

AUSTRIA	Sc. 24.90
BELGIO	Fr. Bg. 48
DANIMARCA	Kr. D. 6.65
FRANCIA	Fr. Fr. 4,70
GERMANIA	D. M. 3.85
INGHILTERRA	Sh. 6.10
JUGOSLAVIA	Din. 725
LUSSEMB.	Fr. Bg. 48
MALTA	Sh. 6.10
NORVEGIA	Kr. N. 6.90
OLANDA	Fol. 3.50
PORTOGALLO	Esc. 27.60
SPAGNA	Pts. 57.70
SVIZZERA	Fr. S. 4.15

N. 6 - GIUGNO 1969

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III/70

NOTIZIE SUL COLORE

Qualche tempo fa è stato reso noto un comunicato stampa che, quasi certamente, i nostri lettori avranno trovato in altre pubblicazioni. Lo riportiamo ora perché le ripetizioni assai sovente giovano. Eccolo:
L'ambasciatore britannico a Roma, Sir Evelyn Shuckburgh, è stato ricevuto dal Ministro delle Poste e delle Telecomunicazioni, Ferrari Aggradi, al quale ha rivolto l'invito da parte del Governo inglese di inviare una delegazione per una visita agli impianti della televisione a colori in Inghilterra e per la raccolta di ogni utile informazione in merito ai servizi da tempo funzionanti in quel Paese.
Il ministro Ferrari Aggradi — informa un comunicato ministeriale — ha accolto l'invito ed ha annunciato che la visita in Inghilterra di un gruppo di esperti, diretto dall'ing. Lensi, ispèttore generale superiore delle Telecomunicazioni, e composto anche di funzionari del Ministero dell'Industria e del Ministero del Bilancio e della programmazione economica permetterà di completare le informazioni aggiornate sul settore, anche in relazione ai risultati di una visita fatta recentemente da un'altra delegazione in Francia e di un'altra già programmata per la Germania Federale.
Il Ministero delle Poste e Telecomunicazioni, in stretto collegamento con la RAI ha preso in attento esame il complesso problema della TV a colori con particolare riguardo agli aspetti tecnici, funzionali ed economici, sollecitando in proposito anche il parere del Consiglio Superiore tecnico delle telecomunicazioni. Le conclusioni saranno successivamente sottoposte al Governo per le definitive scelte.
Qui termina il comunicato stampa e, per quel che ci riguarda, ci associamo a tutti coloro che hanno già espresso il proprio compiacimento per l'adesione all'invito da parte del nostro Ministro.
Non è molto, a paragone di ciò che si è fatto altrove; cioè, mentre nelle altre Nazioni, al cui rango civile noi non siamo secondi, la TV a colori è una realizzazione da tempo operante, qui siamo appena alla Commissione che si reca in visita per vedere che cosa hanno fatto gli altri.
Tuttavia, è un segno che dopo tanto letargo dovrebbe rivelare l'avviamento alla fase conclusiva. E' un augurio, il nostro, o una speranza? Tutti e due.

Editore: J.C.E.
Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

Sped. in abb. post. Gr. III/70

Giugno 1969

SOMMARIO

In copertina — Circuito stampato di una telecamera visto dal lato dei componenti.

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

circuiti

Di produzione interamente europea, la gamma di Circuiti Integrati Philips offre le soluzioni più adatte ad ogni vostro problema:

DTL (t_{pd} = 30 ns)
Serie FC - Compatibile con la serie 200
0-75°C

FCH 101 - Singola porta NAND
FCH 111 - Singola porta NAND
FCH 121 - Doppia porta NAND
FCH 131 - Doppia porta NAND
FCH 141 - Tripla porta NAND
FCH 151 - Tripla porta NAND
FCH 161 - Tripla porta NAND
FCH 171 - Tripla porta NAND
FCH 181 - Quadrupla porta NAND
FCH 191 - Quadrupla porta NAND
FCH 201 - Sestuplo inverter
FCH 211 - Sestuplo inverter
FCH 221 - Doppia porta NAND per pilotaggio di linee
FCH 231 - Doppia porta NAND per pilotaggio di linee
FCY 101 - Triplo espansore di ingresso
FCJ 101 - Flip-Flop J.K.
FCJ 111 - Flip-Flop J.K. master-slave
FCJ 201 - Flip-Flop J.K. master-slave
FCJ 121 - Doppio Flip-Flop J.K. master-slave
FCJ 131 - Doppio Flip-Flop J.K. master-slave
FCJ 191 - Doppio Flip-Flop J.K. master-slave
FCJ 211 - Doppio Flip-Flop J.K. master-slave
FCK 101 - Multivibratore monostabile
FCK 101Q - Multivibratore monostabile
FCL 101 - Rivelatore di livello (trigger di Schmitt)

Circuiti complessi

FCH 281 - Comparatore a 5 bits
FCH 291 - Rivelatore di parità a 10 bits
FCH 301 - Decodificatore a 4 bits
FCJ 141 - Decade asincrona
FCJ 221 - Quadruplo Flip-Flop tipo D
FCL 111 - Decoder/NIT driver

DTL
Serie FC - Versione militare
— 55° + 125 °C

FCH 102 - fino a 212 - Porte NAND
FCH 222 - Doppia porta NAND per pilotaggio di linee
FCJ 102 - Flip-Flop J.K.
FCK 102 - Multivibratore monostabile
FCK 102Q - Multivibratore monostabile
FCL 102 - Rivelatore di livello

TTL (t_{pd} = 13 ns)
Serie FJ - Compatibile con la serie 74

FJH 101 - Singola porta NAND (7430)
FJH 111 - Doppia porta NAND (7420)
FJH 121 - Tripla porta NAND (7410)
FJH 131 - Quadrupla porta NAND (7400)
FJH 141 - Doppia porta NAND (buffer) (7440)
FJH 151 - Doppia porta AND-OR-NOT (7450)
FJH 161 - Doppia porta AND-OR-NOT (7451)
FJH 171 - Porta espandibile AND-OR-NOT (7453)
FJH 181 - Porta AND-OR-NOT (7454)
FJH 221 - Quadrupla porta NOR (7402)
FJH 231 - Quadrupla porta NAND (7401)
FJY 101 - Doppio espansore AND-OR-NOT (7460)
FJJ 101 - Flip-Flop J.K. (7470)
FJJ 111 - Flip-Flop J.K. master-slave (7472)
FJJ 121 - Doppio Flip-Flop J.K. master-slave (7473)
FJJ 131 - Doppio Flip-Flop tipo D (7474)

Circuiti complessi

FJJ 141 - Decade asincrona (7490)
FJJ 181 - Quadruplo Flip-Flop (7475)
FJJ 191 - Doppio Flip-Flop J.K. master-slave (7476)
FJL 101 - Decoder/Nit Driver (7441A)

SEZ. ELCOMA
PHILIPS

Documentazioni Tecniche sui Circuiti Integrati

Dati tecnici:
299 - Circuiti integrati lineari
291 - Circuiti integrati digitali (serie FC, FJ, FH)

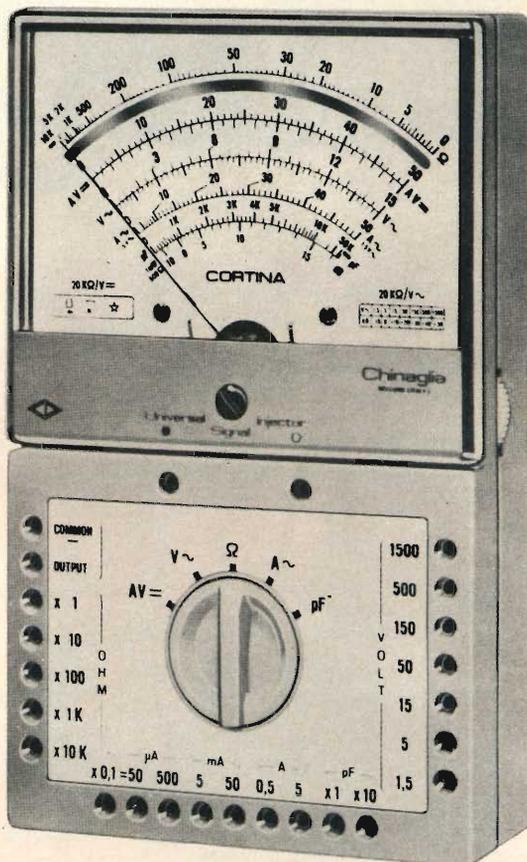
NUOVO ANALIZZATORE MOD. CORTINA

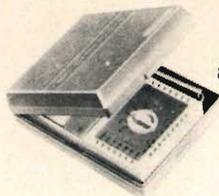
20kΩ/V ≂

CARATTERISTICHE

- *57 portate effettive*
- *Strumento a bobina mobile e magnete permanente CL. 1 con dispositivo di* **PROTEZIONE** *contro sovraccarichi per errate inserzioni*
- *Bassa caduta di tensione sulle portate amperometriche 50μ A - 100 mV/5 A - 500 mV*
- *Boccole di contatto di nuovo tipo con* **SPINE A MOLLA**
- *Ohmmetro completamente alimentato da pile interne: lettura diretta da* **0,05 Ω** *a 100 M Ω*
- *Cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato*
- *Nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione*
- *Componenti elettrici professionali:* **ROSENTHAL - SIEMENS - PHILIPS**
- **INIETTORE DI SEGNALI UNIVERSALE** *transistorizzato per radio e televisione. Frequenze fondamentali 1 kHz e 500 kHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo sul mod. Cortina USI)*
- *Scatola in* **ABS** *di linea moderna con flangia* **GRANLUCE** *in metacrilato*
- *Astuccio in materiale plastico antiurto*

Mod. CORTINA **L. 12.900**

Mod. CORTINA USI versione con iniettore di segnali universale **L. 14.900**

PRESTAZIONI

A=	6 portate da	50 μA	a	5 A
V=	8 portate da	100 mV	a	1500 V (**30 kV**)*
V~	7 portate da	1,5 V	a	1500 V
VBF	7 portate da	1,5 V	a	1500 V
dB	7 portate da	—20 dB	a	+66 dB
Ω	6 portate da	1 kΩ	a	100 MΩ
A~	5 portate da	500 μA	a	5 A
pF	2 portate da	50000 pF	a	500000 pF
μF	6 portate da	10 μA	a	1 F
Hz	3 portate da	50 Hz	a	5 kHz

astuccio ed accessori compresi

franco n/s stabilimento

* **Nuovo puntale AT 30 kV** *per televisione a colori; su richiesta a* **L. 4300**

CHINAGLIA **elettrocostruzioni s.a.s. 32100 Belluno via Tiziano Vecellio, 32 - Tel. 25.102**

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. DEMENICHINI A. Modena
Varie

Con riferimento alla sua richiesta precisiamo quanto segue:

a) Pubblicheremo in seguito, nella rubrica RADIODIFFUSIONE e TV, i programmi in lingua italiana trasmessi dalle emittenti estere.

b) Per quanto concerne i BALUM, di cui al n. 9/1968 di SELEZIONE RADIO TV, per la modulazione di frequenza può utilizzare i dati relativi al canale TV/B. Per essere più esatti la lunghezza del Balum per FM dovrà essere di 144 cm.

c) Il traslatore della GBC NA/3600 è adatto per essere impiegato in UHF. Per la FM dovrà ricorrere al modello NA/3590 (per impedenza di entrata a 75 Ω ed impedenza di uscita a 300 Ω).

d) Per quanto concerne il convertitore 130 MHz nulla vieta di sostituire il condensatore doppio con due separati ma evidentemente la manovra risulterà più complicata. Perchè dunque non acquistare il condensatore della GBC il cui numero di catalogo è stato riportato nella descrizione in questione?

Sig. ALZATI G. Milano
Circuito per l'esaltazione delle frequenze vocali

Effettivamente è possibile realizzare dei circuiti che consentano di esaltare una data porzione di uno spettro di frequenze. Si tratta di circuiti del tutto simili a quelli conosciuti con il nome di circuiti per il controllo attivo di tono, mediante i quali è possibile mettere in evidenza la banda che interessa e che sono detti « circuiti di presenza ».

Lo schema illustrato in figura 1 ha per l'appunto le caratteristiche da Lei richieste essendo impiegato per effettuare delle correzioni sulla banda delle frequenze che interessano la parola.

In effetti si tratta del classico circuito per il controllo attivo di tono nel quale è stato inserito un filtro a doppio T, accordato su 2 kHz. Esso consente di esaltare, a differenza dei regolatori di tono, le sole frequenze che riguardano la riproduzione del parlato.

È ovvio che dimensionando in modo opportuno il filtro a

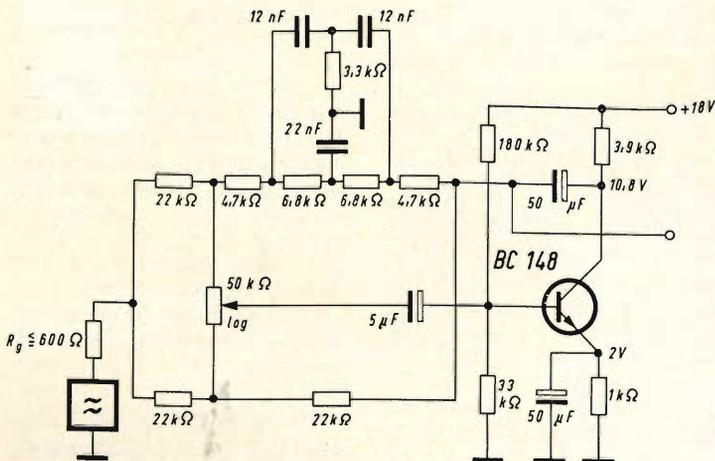



Fig. 1 - Circuito per esaltazione della voce.

doppio T questo circuito può essere adottato nel caso sia necessario correggere dei difetti di acustica dei locali o per compensare le perdite di un sistema di trasmissione di audio frequenze.

La curva di risposta in frequenza, che si riferisce alle condizioni di esaltazione massima e media, è riportata in figura 2. Il fattore di distorsione, per tensioni di uscita fino a 250 mV è al di sotto dello 0,1% e raggiunge circa lo 0,80% per una tensione di uscita dell'ordine di 2 V, alla frequenza di 12 kHz. L'amplificazione di tensione, in condizioni di risposta lineare, è di 0,95. L'impedenza di ingresso è uguale a 12 kΩ quella di uscita a 100Ω.

I valori dei vari componenti sono indicati direttamente sullo schema. Il transistore BC 148 è prodotto dalla PHILIPS.

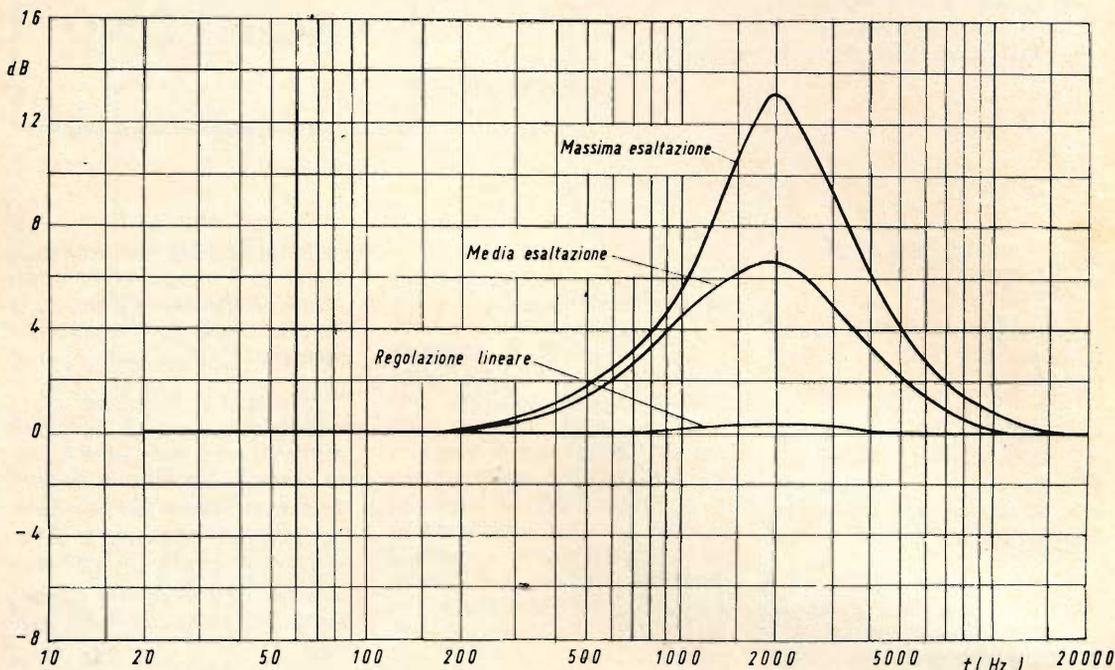



Fig. 2 - Curve di risposta del circuito per esaltazione della voce.

Sig. BRUZZONE G. Genova, BOER Venezia
Brevetto Internazionale di ufficiale RT di 1ª classe

Per poter partecipare alle sezioni di esame per il conseguimento del Certificato Internazionale di RT di 1ª classe occorre far pervenire al MINISTERO DELLE POSTE E TELECOMUNCAZIONI, Direzione Centrale Servizi Radioelettrici - Divisione 1ª - Sezione 2ª, i seguenti documenti:

a) Domanda in carta da bollo da lire 400.

b) Certificato di studio in carta da bollo da L. 400 attestante il conseguimento della licenza di scuola media inferiore, o titolo equipollente (i certificati rilasciatl da scuole parificate o legalmente riconosciute, aventi sede fuori della Provincia di Roma, devono essere autenticati dal Provveditorato agli studi).

c) Due fotografie formato tessera uguali, su fondo bianco, firmate, di cui una applicata su carta legale ed autenticata.

d) Attestazione del versamento di lire 200 effettuato sul conto corrente postale n. 1/46000 intestato al 1° Ufficio IGE Roma - Concessioni governative.

Si dovranno pure comprovare i seguenti requisiti e posizioni:

a) data e luogo di nascita;

b) cittadinanza italiana;

c) posizione agli effetti degli obblighi militari.

Questi ultimi elementi devono essere comprovati mediante dichiarazione riportata sulla domanda o stesa su un foglio a parte. In tale caso la firma apposta in calce alla dichiarazione deve essere autenticata da un notaio, cancelliere, segretario comunale

o dal funzionario che riceve la documentazione, oppure mediante singoli documenti in carta da bollo.

I documenti dovranno giungere all'Ufficio interessato non oltre 20 giorni dalla data fissata.

Per quanto concerne il quesito del signor Boer precisiamo che nell'ultima sezione di esame sono stati proposti i seguenti temi scritti:

Generalità: *Caso d'infortunio a bordo. Redigete un rapporto al vostro comando sul traffico TR da voi svolto.*

Radiotecnica: *Principi generali sulla modulazione di ampiezza.*

Confronto fra emissioni a banda laterale unica e a doppia banda laterale.

Vari tipi di modulatori e circuiti impiegati nella modulazione di ampiezza.

Servizio: *Procedura per ottenere i rilevamenti radiogoniometri.*

Fare dei commenti, come Lei desiderebbe, agli esercizi di radiotecnica non è cosa semplice. Infatti ciascuno dei suddetti argomenti può essere liquidato in pochissime righe, ma può anche essere oggetto di un volume: tutto sta a vedere cosa si prefiggevano gli esaminatori nel porre tali quesiti. Comunque è chiaro che i tempi hanno nettamente superato la vecchia regolamentazione e l'ordinamento scolastico, se così si può chiamare, relativo a tale importante attività. Evidentemente occorrono nuovi programmi, nuovi metodi ed il riconoscimento ufficiale del titolo di studio.

Sig. PARODI A. Genova
Equalizzatore per pick-up di tipo magnetico

In figura 3 è indicato lo schema di un ottimo equalizzatore per pick-up magnetico nel quale si fa uso dei transistor Philips BC 149 e BC 148, facilmente reperibili sul mercato italiano.

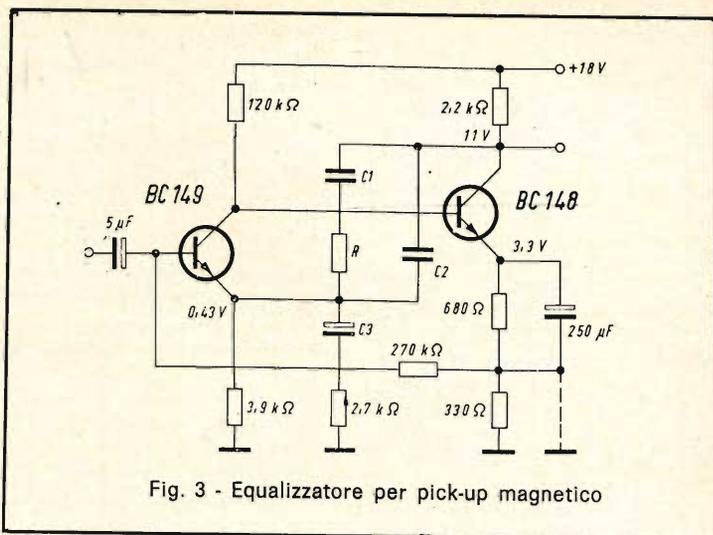



Fig. 3 - Equalizzatore per pick-up magnetico

L'equalizzazione della caratteristica di registrazione dei dischi è stata ottenuta mediante l'impiego di un circuito di controreazione in funzione della frequenza. I dati relativi al dimensionamento del circuito si riferiscono a cinque differenti tipi di curve caratteristiche che sono riportate in figura 5 e figura 6. I valori dei componenti, in funzione delle singole curve, sono i seguenti:

Componenti	Curve di equalizzazione					Unità
	1	2	3	4	5	
R	56	56	56	47	47	kΩ
C_1	12	5,6	6,8	6,8	6,8	nF
C_2	0	0	3,9	1,5	2,2	nF
C_3	25	25	1,5	3,2	5	µF

Per quanto concerne le curve 1 e 2 (figura 4) il condensatore elettrolitico da 250 µF, inserito nel circuito di emettitore del transistore BC 148, dovrà essere messo a massa, come è indicato dalla linea tratteggiata.

Le cinque curve consentono l'adattamento del pick-up a tutte le più importanti caratteristiche di incisione dei dischi adottate in questi anni.

La curva 1, con una frequenza di cross-over di 250 Hz, corrisponde alla vecchia caratteristica di incisione europea, prima dell'introduzione del microsolco. La curva 2, con frequenza cross-over di 500 Hz, era caratteristica degli Stati Uniti e dell'Europa fino a circa il 1950. La curva 3 corrisponde alla caratteristica NARTB usata negli USA dopo il 1950. La curva 4 si riferisce alla caratteristica di incisione, con costanti di tempo di 3180 µs, 318 µs, 50 µs. Infine la curva 5 corrisponde alla caratteristica impiegata attualmente in quasi tutto il mondo. Le

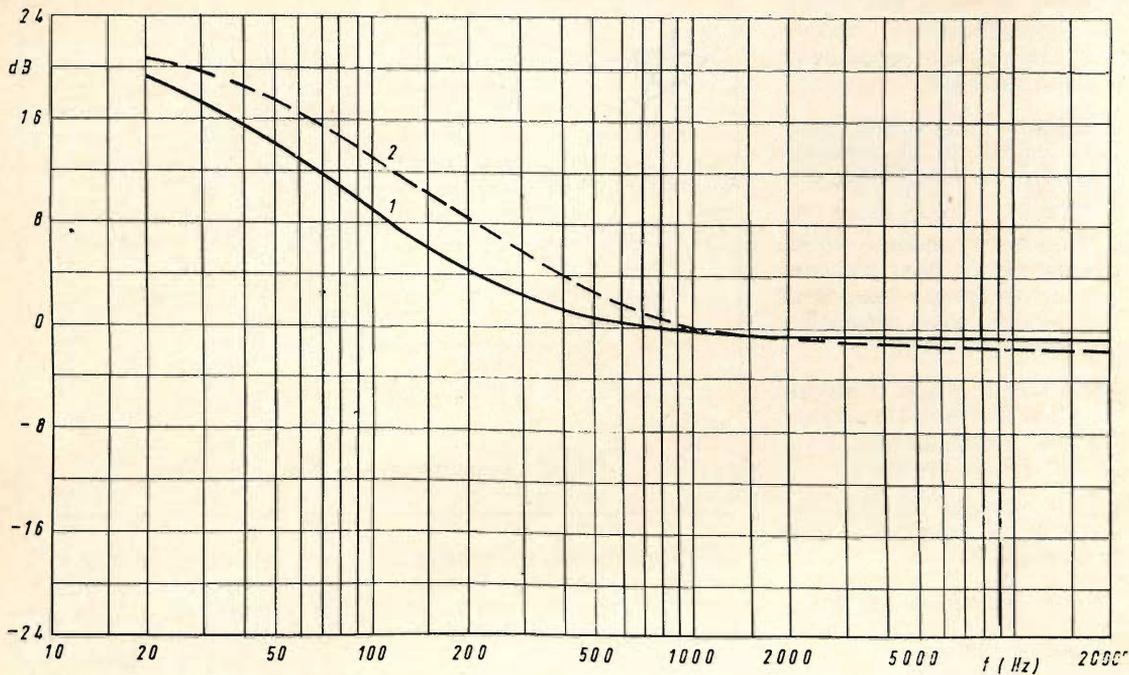



Fig. 4 - Curve 1 e 2, relative all'equalizzatore per pick-up magnetico.

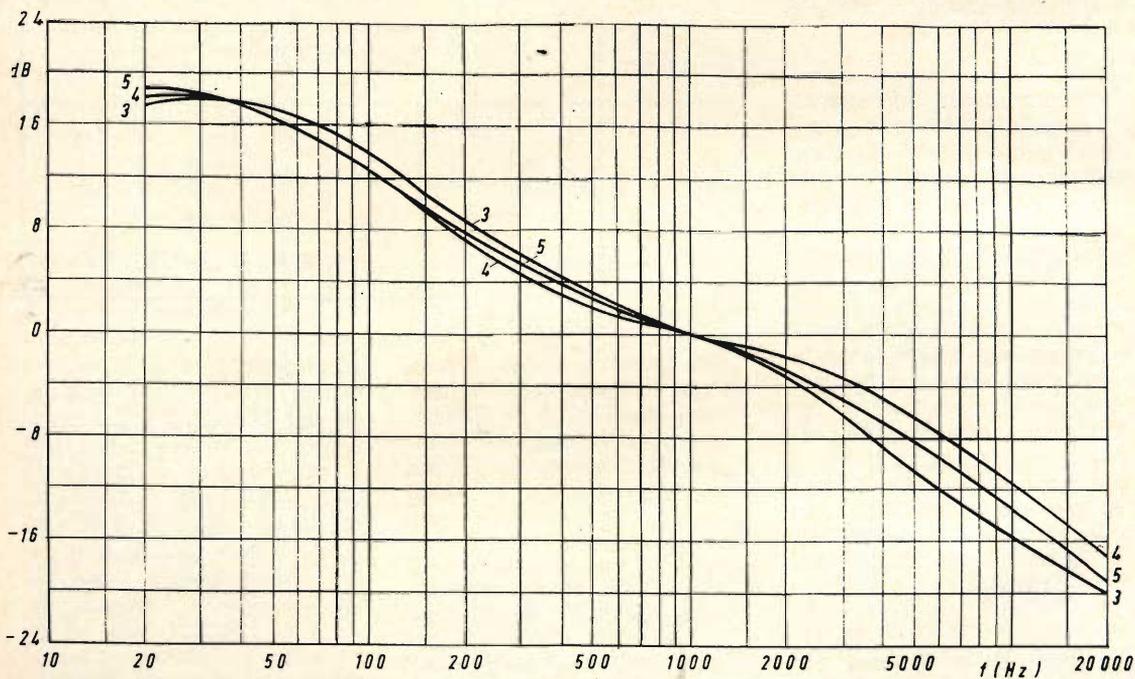



Fig. 5 - Curve 3, 4 e 5, relative all'equalizzatore per pick-up magnetico.

relative costanti di tempo sono rispettivamente di 3180 μs, 318 μs e 75 μs e si adattano alle esecuzioni mono e stereo.

Le differenze tra le curve di equalizzazione standard e quelle ottenibili con il circuito di figura 4 sono trascurabili. Nella curva 5 tale differenza è di —0,5 dB a 30 Hz e di +0,7 dB a 15 kHz.

L'amplificazione di tensione, a 1 kHz, e le impedenze di ingresso e di uscita sono le seguenti:

	Curve di equalizzazione					Unità
	1	2	3	4	5	
Amplificazione a 1kHz	30	30	35	4	26	dB
Impedenza ingresso	250	250	250	250	250	kΩ
Impedenza uscita	160	160	190	240	240	Ω

Il fattore di distorsione, a 1000 Hz, per tensione di uscita di 4 V, è uguale al 0,25%. Per tensioni inferiori a 1,5 V, il fattore scende a meno dello 0,1%. La tensione di rumore di uscita è di 22 μV. Essa è stata misurata con un generatore avente la resistenza di 1 kΩ, applicato all'ingresso.

Sig. SECCI A. Firenze
Amplificatore stereo

Con riferimento alla sua lettera, Le precisiamo che la descrizione pubblicata nel n. 5/1967 di SELEZIONE RADIO TV si riferiva all'amplificatore STEREO MIRAPHON MST-4 che è venduto, sotto la sigla di catalogo Z/756, dalla ditta GBC.

Lo schema in questione era quindi destinato a coloro che erano in possesso di detto amplificatore o che comunque avevano intenzione di acquistarlo. Non vediamo pertanto il motivo per cui Lei si sia accinto alla sua costruzione pur non essendo in possesso di tutti i dati necessari, che per ovvie ragioni non possono essere resi noti.

Pertanto se desidera realizzare un amplificatore avente una maggiore potenza di uscita, rispetto a quella dell' amplificatore precedentemente costruito (10+10 W), Le consigliamo di prendere in esame qualche altro circuito fra i numerosi che sono stati pubblicati sulla rivista.

Sig. GENOVESE N. Napoli
Sul vidigrafo

Si definisce con il nome di VIDIGRAFO un dispositivo, o meglio un sistema, che consente la registrazione dei programmi televisivi sulla pellicola cinematografica.

In linea di principio questo sistema comprende un monitore al quale viene inviato il segnale video e su cui sono presentate le immagini ed una cinepresa che ne eseguisce la ripresa. Esso comprende anche una parte adatta alla registrazione dei segnali audio del programma registrato in vidigrafo. Naturalmente tanto il monitore quanto la cinepresa devono avere particolari prestazioni in relazione alla interdipendenza del loro funzionamento, ed in funzione del sistema di registrazione e del passo della pellicola impiegati, al fine di ottenere dal sistema una pellicola di caratteristiche elevate ed adatte alla trasmissione televisiva.

In genere sono usati due passi di pellicola: il 35 mm ed il 16 mm.

Il passo 35 mm permette di registrare dei vidigrafi aventi la migliore qualità e che riprodotti su telecinema forniscono delle immagini molto buone nei confronti del rumore di fondo e della scala dei grigi.

Il passo di 16 mm dà una pellicola sensibilmente inferiore sotto tutti e due i punti di vista sopra indicati. Occorre anche tenere presente che i telecinema a 16 mm hanno generalmente delle prestazioni inferiori a quelli a 35 mm soprattutto nei confronti della definizione, e che la loro stabilità è minore. Inoltre la pellicola deve essere trattata con più cura poichè eventuali graffi e spuntinature acquistano maggiore importanza in considerazione del formato ridotto del fotogramma.

Quindi il passo a 16 mm è usato soltanto quando è consigliato da ragione economiche o di spazio.

Possiamo concludere affermando che da un punto di vista più generale il vidigrafo, contrariamente alla sua affermazione, deve essere considerato un dispositivo atto al trasferimento o alla trasformazione di un certo « flusso » di informazione da una forma ad un altra. Cioè l'informazione contenuta nel segnale video, inviata a detto dispositivo, è trasmessa sulla pellicola cinematografica sotto forma di una sequenza di fotogrammi.

Sig. ROSSI C. Milano
Sull'uso dei rice-trasmettitori

Gli apparecchi definiti come « radiomicrofoni » effettivamente devono avere una portata limitata a qualche diecina di metri e comunque, in qualsiasi gamma siano impiegati, le loro caratteristiche devono essere tali da non influenzare qualsiasi tipo di radioricevitore che si trovi al

di fuori del locale in cui il microfono stesso è impiegato.

L'uso di apparecchi diversi da quelli che sono definiti come « giocattolo », tanto nelle gamme assegnate ai radioamatori quanto in quelle destinate ad altri servizi, è ammesso soltanto se si è in possesso della preventiva autorizzazione da parte del competente Ministero. Non ottemperando a tale disposizione si va incontro a delle gravi pene pecuniarie, che in taluni casi possono superare abbondantemente il milione, e a delle sanzioni penali.

È recente il caso delle operazioni di polizia condotte da parte della guardia di finanza, su richiesta del Ministero, contro i possessori di ricetrasmettitori a Milano, Bologna e Genova. Operazioni che hanno portato al sequestro degli apparecchi ed alla denuncia dei detentori, che vengono a trovarsi sotto il peso delle imputazioni previste dall'art. 178 del Codice P. T. di cui riportiamo il seguente stralcio:

« Chiunque stabilisce ed esercita un impianto radioelettrico senza avere prima ottenuto la relativa concessione è punito, salvo che il fatto costituisca reato punibile con pena più grave:

a) con l'arresto da tre a sei mesi e con l'ammenda da L. 20.000 a L. 200.000;

b) ai contravventori si applica, inoltre, una sopratassa pari a venti volte la tassa corrispondente alle comunicazioni abusivamente effettuate, calcolate secondo le tariffe vigenti, con il minimo di L. 20.000 ».

Se è ben vero che, specialmente a Genova, gli apparecchi impiegati nella banda dei 27 MHz, alcuni dei quali di notevole potenza, avevano una ricca emissione di armoniche, che in taluni casi rendevano impossibile la ricezione delle emittenti FM e TV in una vasta zona della città, bisogna ammettere che questo stato di cose più che ai cosiddetti trasgressori della legge sia da imputare a coloro che la legge non sanno dettare. Ci sembra infatti che sarebbe ora che ci si decidesse a definire di « pubblica utilità » *la nota* banda cittadina *(citizen band) ed a regolamentarla, procedendo all'abolizione degli attuali ridicoli divieti, dettando delle norme ben precise sulle caratteristiche che dovrebbero avere gli apparecchi destinati a funzionare in essa, fissando delle appropriate frequenze, in modo che sia possibile il loro controllo, e magari pretendendo l'immancabile tassa della quale lo Stato italiano, che già monopolizza il gioco d'azzardo (parliamo del lotto), proibendolo ai privati, dimostra di non saper fare a meno.*

Graf scrisse un tempo « se il riccio avesse un po' più di intelligenza non avrebbe bisogno di armarsi di punte » e ci sembra che tale massima calzi a pennello anche nei confronti di coloro che per sanare una data situazione non vedono altra soluzione che di ricorrere alle forze armate.

Sanata la situazione le ditte note per la loro serietà sarebbero certamente in grado di mettere in commercio degli apparecchi che diano tutte le garanzie necessarie, sia dal punto di vista costruttivo sia da quello tecnico, specialmente per quando concerne la stabilità di frequenza e la presenza di emissioni spurie, ditte che attualmente sono costrette a cedere il passo a dei produttori occasionali i quali, pur di vendere, immettono sul mercato degli apparecchi che sono ben lontano dal soddisfare le norme internazionali.

EDITORE:
J.C.E.

DIRETTORE RESPONSABILE:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione,
Ufficio Pubblicità:
V.le Matteotti, 66
20092 - Cinisello Balsamo - Milano
Tel. n. 9281801

Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
N. 6 Giugno 1969
Rivista mensile
edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione

Autorizz. alla Pubbl.
Trib. di Milano n. 4261
dell'1-3-1957
Sped. in abb. postale gr. III/70
Stampa: S.Ti.E.M.
20097 - S. Donato Milanese

Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25
Tel. 6884251 - 20125 - Milano

Prezzo della Rivista L. 400
numero arretrato L. 800

Abbonamento annuo L. 3.950
per l'Estero L. 6.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio-TV
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano.
C/C Postale 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo indicare oltre naturalmente al nuovo anche l'indirizzo precedente ed allegare alla comunicazione l'importo di L. 300, anche in francobolli.

PROTEZIONE DEI TRANSISTOR FINALI NEGLI AMPLIFICATORI DI BASSA FREQUENZA

BASSA FREQUENZA

a cura di L. Biancoli

Chi conosce l'elettronica dai tempi in cui i transistor non esistevano, sa certamente che gli stadi finali a valvole erano relativamente insensibili alle improvvise variazioni delle caratteristiche di funzionamento: ad esempio, in occasione della interruzione accidentale del circuito di assorbimento del carico, ossia del collegamento agli altoparlanti o della stessa bobina mobile, sussisteva l'unico pericolo che la placca e la griglia schema diventassero incandescenti in breve tempo. I pericoli di altro genere che potevano eventualmente deteriorare lo stadio finale di un amplificatore erano però relativamente limitati. Nei confronti dei transistor — invece — esistono numerosi fenomeni che possono compromettere le caratteristiche di funzionamento, e precisamente fenomeni a carattere termico, fenomeni relativi alle caratteristiche del segnale di ingresso, alle caratteristiche del carico, eccetera. Per questi motivi, devono sempre essere adottate particolari precauzioni, onde evitare che il verificarsi di uno dei suddetti fenomeni determini il deterioramento degli stadi finali. Riteniamo quindi interessante riportare da Wireless World l'articolo che segue, nel quale vengono chiariti i sistemi moderni di protezione.

La sensibilità dei transistor nei confronti dei sovraccarichi costituisce uno dei fattori di maggiore importanza che rendono critico il loro impiego negli amplificatori di potenza. Infatti, è possibile notare che molti amplificatori di tipo commerciale vengono forniti con numerose avvertenze che informano l'utente sui danni che possono derivare da un cortocircuito accidentale nelle connessioni di uscita. In pratica, il deterioramento dei transistor finali può essere dovuto ad una o più cause maggiori, per cui si rende necessaria in primo luogo una distinzione tra di esse.

La causa principale di guasti nello stadio finale consiste nel surriscaldamento dovuto ad una eccessiva dissipazione di potenza nel circuito di collettore. Ciò si verifica solitamente negli stadi di uscita funzionanti in classe B, nei quali la dissipazione di collettore può raggiungere valori eccessivi nell'eventualità che il carico venga a trovarsi accidentalmente in cortocircuito.

Nel funzionamento in classe A, la dissipazione di collettore da parte di un amplificatore a transistor è la medesima sia in stato di riposo (vale a dire in assenza di segnale) sia quando il carico è costituito praticamente da un cortocircuito, in pre-

senza di segnale. Nell'eventualità che il segnale di ingresso abbia un'ampiezza eccessiva, gli stadi vengono automaticamente a trovarsi in condizioni di polarizzazione inversa, il che limita l'intensità della corrente di uscita ad un valore che può essere considerato entro i limiti di sicurezza. Ciò, beninteso, anche se la suddetta ampiezza eccessiva viene raggiunta per brevi periodi di tempo, purchè con una certa frequenza.

Purtroppo, il funzionamento in classe A implica l'impiego di dispositivi per la dissipazione del calore di notevoli dimensioni, proprio allo scopo di assorbire la dissipazione continua di potenza da parte degli stadi di uscita. Per ridurre questa dissipazione ad una entità maggiormente tollerabile, si fa in modo che i transistor di uscita funzionino nella vera e propria classe A quando l'ampiezza dei segnali di ingresso è esigua, e che la polarizzazione diventi gradualmente inversa, mano a mano che aumenta l'ampiezza del segnale. In corrispondenza di valori massimi del segnale di ingresso, la polarizzazione risulta di valore tale che lo stadio funziona in classe B anziché in classe A.

L'intensità della corrente di collettore in assenza di segnale, negli stadi funzionanti in classe A, è approssimativamente la medesima che corrisponde al valore medio della corrente nel caso di funzionamento in classe B, per cui la corrente media nel transistor risulta approssimativamente costante.

Grazie a questa caratteristica del tutto particolare, si ottiene la protezione automatica dei transistor nei confronti dei sovraccarichi, almeno per quanto riguarda la dissipazione media. Ciò in quanto — in tali condizioni — un sovraccarico esercita un'influenza minima agli effetti del valore medio della corrente.

Sfortunatamente, la dissipazione nei transistor è però del pari elevata, per cui sussiste anche la possibilità che il circuito di polarizzazione funzioni in modo tale da polarizzare gli stadi addirittura in classe C, quando essi vengono eccitati con un segnale di ingresso di massima ampiezza, aventi una forma d'onda diversa da quella sinusoidale. In tal caso, le condizioni descritte risultano ulteriormente peggiorate.

La classe B rappresenta la scelta più razionale per quanto riguarda la dissipazione, e questo è il motivo per il quale la maggior parte degli amplificatori a transistor di produzione commerciale funzionano appunto in classe B, oppure in una classe ad essa prossima. Purtroppo, in classe B non sussiste alcuna protezione agli effetti della dissipazione intrinseca del transistor ad opera dei circuiti di polarizzazione, per cui gli stadi finali sono sempre costantemente esposti a fenomeni che possono avere a volte esiti catastrofici.

PROTEZIONE CONTRO LE SOVRACORRENTI MEDIE

Il metodo di protezione di uso più comune consiste nel fare in modo che il circuito di alimentazione venga disinserito o comunque interrotto quando il valore medio della corrente supera quello determinato dalle condizioni di funzionamento con segnale di ampiezza massima. Tale interruzione del circuito può avere luogo oltre che nella sezione di alimentazione, anche nei circuiti dei transistor finali, oppure addirittura nelle connessioni facenti capo al carico applicato all'uscita dell'amplificatore. Il dispositivo di interruzione può consistere in un fusibile, in un dispositivo a reazione termica, in un dispositivo elettronico oppure di altra natura. Ciò che conta è che esso entri sempre in azione tempestivamente.

Tale protezione può risultare soddisfacente se i transistor di potenza sono caratterizzati da una notevole riserva di dissipazione: tuttavia, nei confronti di numerosi tipi di transistor, il metodo di funzionamento risulta troppo lento, per cui i transistor di uscita possono deteriorarsi prima che il dispositivo di protezione entri in funzione. Anche nell'eventualità che i transistor finali non si deteriorino immediatamente, può accadere che le giunzioni presenti all'interno subiscano dei danni nelle loro strutture molecolari, e che i transistor stessi vengano meno nel loro funzionamento in un periodo successivo.

Infatti, non è per nulla raro il caso in cui una breve interruzione delle normali condizioni di funzionamento, come ad esempio un corto circuito accidentale della durata di soli pochi secondi, abbia provocato danni momentaneamente irrilevabili, ma risoltisi in seguito con la necessità di una costosa revisione di tutta la sezione finale dell'amplificatore.

Di conseguenza; questo sistema di protezione non può essere considerato assolutamente sicuro.

PROTEZIONE CONTRO LE SOVRACORRENTI DI PICCO

Questo tipo di protezione è meno comune del tipo precedentemente citato, sebbene venga impiegato nella produzione commerciale con maggior frequenza. Con questo sistema, vengono usati dei diodi per impedire alla corrente di picco di uscita di superare un valore pre-determinato, considerato entro i limiti di sicurezza. Ciò — a sua volta — impedisce il passaggio di picchi di corrente elevata

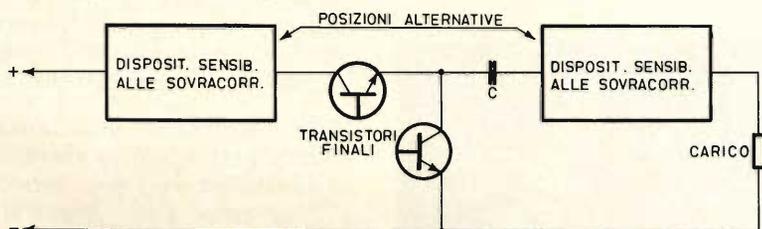



Fig. 1 - Posizioni normali nelle quali è possibile inserire i dispositivi di protezione contro le sovracorrenti medie, nel circuito finale di un amplificatore a transistor.

all'interno dei transistor di uscita, per cui comporta un vero e proprio lavoro di protezione.

Purtroppo, con questo metodo la corrente media di uscita risulta più intensa che non la corrente normale con massima eccitazione mediante segnali sinusoidali, per cui i transistor possono del pari deteriorarsi a causa di una eccessiva dissipazione, se l'eventuale sovraccarico permane per un tempo relativamente lungo. Per questo motivo, anche in questo caso è opportuno ricorrere all'impiego di fusibili che provvedano ad impedire il raggiungimento delle condizioni critiche, se l'eventuale sovraccarico si prolunga oltre un determinato periodo di tempo.

In altre parole, la protezione può consistere vantaggiosamente in due metodi che si integrano a vicenda.

I circuiti fondamentali per la protezione contro le sovracorrenti medie e di picco sono illustrati rispettivamente alle **figure 1** e **2.** A tale riguardo, è bene notare che — agli effetti della protezione contro le correnti medie — sussistono in realtà due classi di funzionamento: infatti, la vera e propria protezione rispetto alle sovracorrenti medie sussiste nei confronti della tensione di alimentazione a corrente continua, mentre i fusibili sono tarati nei confronti del valore efficace dell'intensità media delle correnti alternate.

I due metodi sono però stati abbinati in quanto in nessun caso viene compiuto alcun tentativo per limitare nei sovraccarichi la corrente di picco dei transistor.

Ciò premesso, si potrebbe supporre che la protezione contro le sovracorrenti di picco con un sistema di polarizzazione inversa automatica sarebbe sufficiente nei confronti di qualsiasi tipo di transistor di potenza. Purtroppo ciò non corrisponde comunque alla realtà, per motivi che risiedono soprattutto nei problemi relativi alla dissipazione media di collettore. Pertanto sussiste un secondo effetto che tende a provocare il deterioramento dei transistor, consistente in un fenomeno noto col nome di tensione di rottura secondaria.

LA TENSIONE DI ROTTURA SECONDARIA NEI TRANSISTOR DI POTENZA

Nei transistor caratterizzati da una notevole superficie delle giunzioni, la dissipazione media di collettore non rappresenta più il valore da considerare come guida agli effetti della sicurezza.

E' possibile che varie zone degli strati del cristallo vengano a trovarsi a differenti temperature, dando così luogo alla formazione di **punti caldi**. Oltre a ciò, in corrispondenza di valori elevati della tensione di funzionamento, lo spessore effettivo

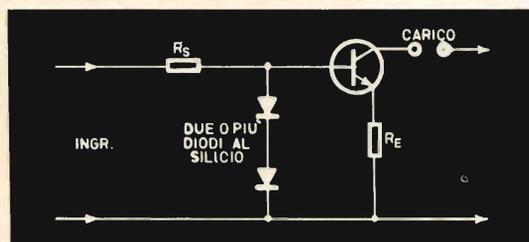



Fig. 2 - Protezione contro le sovracorrenti di picco, ottenuta mediante l'impiego di diodi al silicio.

della regione di base si riduce a causa del noto effetto « Early ». Ciò diminuisce la uniformità della distribuzione dell'intensità di corrente attraverso gli strati del cristallo; tali irregolarità si verificano naturalmente a causa delle inevitabili imperfezioni nello spessore dello strato che costituisce la base, nonché della distribuzione delle impurità, eccetera.

La distribuzione non uniforme della corrente tende a produrre pertanto punti caldi localizzati, ed il calore localizzato aumenta il guadagno di corrente e — di conseguenza — la tendenza a determinare l'effetto valanga fino alla tensione di rottura, in quei dati punti.

In altre parole, l'aumento localizzato dell'intensità della corrente provoca aumenti corrispondenti del guadagno di corrente nei punti caldi, per cui il calore che si produce può dare adito a deterioramento della struttura cristallina nei punti corrispondenti. La tensione valanga di rottura localizzata nei suddetti punti può verificarsi in corrispondenza di livelli medi della potenza, notevolmente al di sotto della potenza che il transistor è in grado di dissipare con valori relativamente bassi della tensione di collettore.

Questo è uno dei motivi principali per i quali per numerosi tipi di transistor finali vengono fornite le curve recanti i dati di sicurezza relativi alla zona di funzionamento, tracciate tenendo presente che la maggiore probabilità che tale tensione venga raggiunta sussiste nei confronti dei segnali a corrente continua e dei segnali a frequenza molto bassa. Ciò in quanto gli impulsi di breve durata non permettono ai punti caldi di cui si è detto di manifestarsi con tutta la loro intensità, per cui i guasti possono verificarsi più facilmente con il funzionamento con segnali di frequenza ridotta.

Gli amplificatori funzionanti con segnali a frequenza acustica rientrano nella zona di funzionamento più pericolosa, per cui è importante che i transistor finali vengano fatti funzionare entro i limiti considerati nelle curve citate.

I valori tipici sono illustrati alla **figura 3:** in essa si può osservare che la massima dissipazione ammissibile in corrente continua con valori elevati della tensione di collettore è notevolmente inferiore a quella normalmente citata come **dissipazione massima.** I metodi di protezione dei transistor mediante limitazione dell'intensità della corrente risultano pertanto inadeguati a proteggere sufficientemente gli stadi funzionanti con carico reattivo, quando cioè le condizioni sono tali che forti intensità di corrente possano scorrere negli istanti in cui la tensione di collettore raggiunge i valori massimi.

CONDIZIONI DI FUNZIONAMENTO CON CARICO REATTIVO

In condizioni di funzionamento con carico resistivo, la conduzione in uno stadio funzionante in classe B si verifica quando il collettore assume un potenziale superiore almeno alla metà della tensione di alimentazione totale. E' quindi assai improbabile che venga raggiunta la tensione di rottura secondaria. Tuttavia, occorre considerare che i carichi reattivi determinano un passaggio di corrente di maggiore intensità quando la tensione presente alle estremità del transistor rag-

giunge il valore massimo, il che costituisce le condizioni peggiori agli effetti della tensione di rottura secondaria.

Purtroppo, le bobine mobili degli altoparlanti, come pure la maggior parte delle resistenze di carico equivalente di normale impiego nei laboratori, non sono di natura puramente resistiva, per cui un amplificatore può risultare in condizioni di funzionamento di sicurezza nelle prove effettuate con un carico resistivo, mentre può essere soggetto a guasti improvvisi quando funziona invece con un carico costituito dall'altoparlante. Nell'eventualità che qualcuno nutrisse dei dubbi agli effetti delle proprietà reattive da parte degli altoparlanti, farà bene a consultare ed a verificare le caratteristiche dinamiche di funzionamento di questi trasduttori, onde procurarsi la possibilità di notare l'importanza dei valori reattivi che essi comportano quando vengono impiegati come carichi nei confronti degli stadi finali.

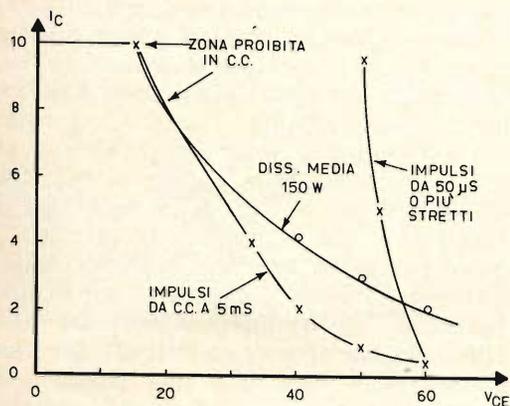



Fig. 3 - Zone di funzionamento in condizione di sicurezza, e retta relativa alla massima dissipazione, per un esemplare tipico di transistor di uscita, modello 2N3791.

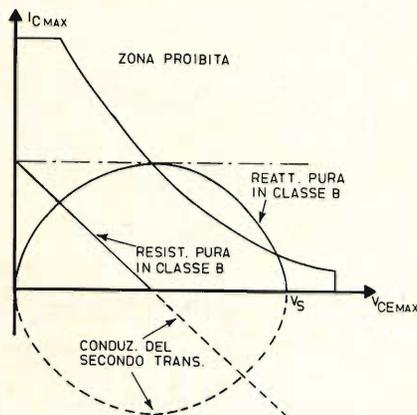



Fig. 4 - Rette di carico resistiva e reattiva per uno stadio di uscita funzionante in classe B, illustrante il pericolo di raggiungere la tensione di rottura con carichi prettamente reattivi.

La **figura 4** illustra le rette di carico di funzionamento per una metà di uno stadio finale funzionante in classe B in condizioni di impedenza di carico simmetrica, con la sola differenza che in un caso tale impedenza è di natura esclusivamente resistiva, mentre nell'altro è di natura esclusivamente reattiva.

La conduzione con tensione di collettore di valore elevato è assai rilevante nel caso del carico reattivo, per cui può assai facilmente provocare dei danni. Per ottenere un sistema di protezione efficace, è quindi essenziale limitare il funzionamento dei transistor di uscita alle condizioni prossime a quelle delimitate dalla zona di funzionamento sicuro in corrente continua, indipendentemente dal valore dell'impedenza di carico applicato all'uscita dell'amplificatore, costituito dall'altoparlante o dagli altoparlanti.

PROTEZIONE IN BASE ALLA RETTA DI CARICO

La sola limitazione delle sovracorrenti si è dunque dimostrata inadeguata nei confronti di valori elevati dalla tensione di collettore, per cui — per completare la protezione e renderla maggiormente efficace — è necessario adottare anche qualche metodo per ridurre il valore della corrente di limitazione nei confronti delle tensioni elevate. In teoria, il limite della corrente di uscita dovrebbe trovarsi lungo la linea di limitazione della curva caratteristica di cui si è detto; tuttavia — purtroppo — ciò corrisponde normalmente ad una caratteristica di funzionamento non lineare.

In pratica, una linea retta consente del pari di sviluppare una potenza di uscita sufficiente. Un esempio di retta di carico di limitazione è illustrato alla **figura 5**. Partendo dal presupposto che un circuito funzioni in modo tale da limitare la corrente di uscita del transistor ad un valore contemplato lungo la suddetta retta di carico, non sussiste più alcuna possibilità che il transistor si deteriori a causa di un eventuale sovraccarico.

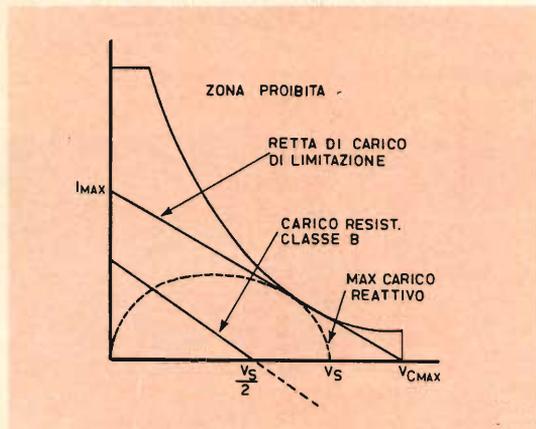



Fig. 5 - Impiego della retta di carico di limitazione lineare, per stabilire le condizioni di funzionamento entro limiti di sicurezza.

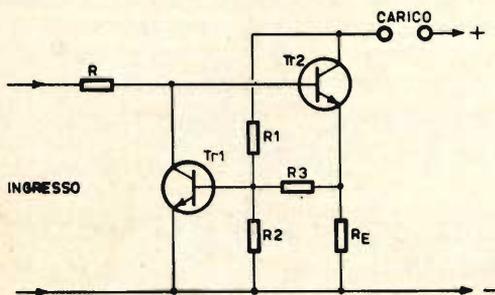



Fig. 6 - Circuito di protezione a retta di carico lineare, impiegante un transistor di smorzamento ai capi del circuito di ingresso.

Il modo più semplice per realizzare questo sistema di protezione consiste nell'impiegare un transistor come « shunt » ai capi del circuito di eccitazione dei transistor finali. Se la base di questo transistor viene alimentata con i segnali di tensione proporzionali ad entrambi i valori di tensione e di corrente del transistor di uscita, esso comincia a condurre in corrispondenza di un punto che segue — nelle sue oscillazioni — una retta di carico lineare.

La **figura 6** illustra un circuito adatto a tale scopo. La tensione di conduzione tra emettitore e base ammonta approssimativamente a 0,6 V (per un transistor al silicio) e determina il punto in corrispondenza del quale ha inizio l'effetto di protezione. La base del transistor di protezione viene pilotata fino ad assumere una polarizzazione prossima a quella che provoca la conduzione, ad opera o di un aumento della corrente di collettore, oppure di un aumento della tensione di collettore del transistor finale. La sensibilità nei confronti della corrente viene ottenuta impiegando la caduta di tensione che si sviluppa ai capi della resistenza di emettitore del transistor di uscita, la quale caduta di tensione è proporzionale all'intensità della corrente di emettitore (e quindi approssimativamente all'intensità della corrente di collettore) del transistor finale. Mediante una scelta adeguata dei valori dei componenti, la retta di protezione può assumere qualsiasi inclinazione voluta. Inoltre, per evitare che lo studio pilota applichi al transistor protetto un segnale tale da superare i limiti di sicurezza, è possibile inserire una resistenza limitatrice della corrente nel circuito di base del transistor di uscita.

CIRCUITI PRATICI DI PROTEZIONE

E' necessario in primo luogo comprendere l'impossibilità di fornire valori universali che siano in grado di consentire la protezione di qualsiasi tipo di amplificatore, e ciò a causa della notevole varietà di valori di tensione e di corrente in gioco nelle diverse apparecchiature. E' tuttavia possibile calcolare le estremità della retta di carico di limitazione, procedendo come segue:

$$I_{max} = \frac{0,6\ (R2 + R3)}{R2\ R_E}$$

ed inoltre

$$V_{max} = \frac{0,6\ (R2 + R3)\ R1}{R2\ R3}$$

Adottando per R_E il valore fornito per l'amplificatore in fase di studio, ed attribuendo un valore di 47 Ω ad R3, il valore di R2 può essere calcolato conoscendo la massima intensità ammissibile della corrente continua di collettore. Inserendo il valore di V_{max}, ciò permette di stabilire il valore di R1.

Accade però assai spesso che le curve di sicurezza citate nei confronti dei transistor non siano disponibili, e che alcuni valori debbano quindi essere stabiliti sperimentalmente. Sottò questo aspetto, per consentire il pilotaggio degli stadi in modo tale da permettere il funzionamento con carichi prettamente reattivi, I_{max} deve essere di maggiore intensità che non la corrente di picco di uscita riscontrabile con un carico resistivo: ad esempio, deve essere maggiore del 50%. In tal caso, I_{max} può essere calcolata con buona approssimazione mediante la formula che segue:

$$I_{max} \approx 2,25 \frac{\text{Potenza di uscita}}{\text{Resistenza del carico}}$$

(in Ampère)

nella quale la corrente di 2,25 A sussiste con un amplificatore avente una potenza nominale di 16 W, e funzionante con un valore del carico pari a 16 Ω.

Ciò premesso, si può anche ammettere che V_{max} sia maggiore del 20% circa della tensione di alimentazione massima disponibile (vale a dire — ad esempio — 60 V per una differenza di potenziale di 50 V

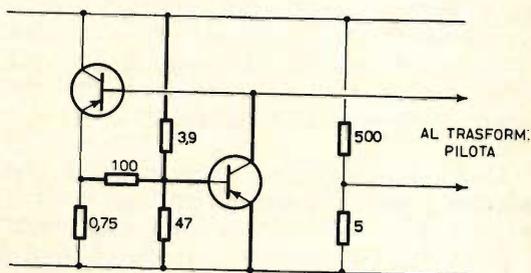
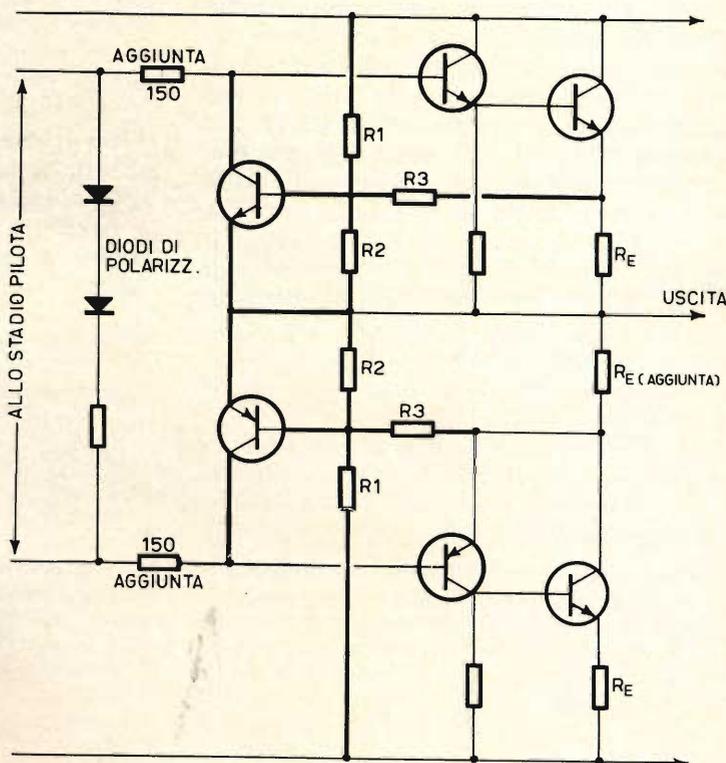



Fig. 7 - Esempio pratico di circuito di protezione, da impiegarsi con un amplificatore con accoppiamento a trasformatore. Le connessioni evidenziate in tratto di maggiore spessore identificano i componenti aggiunti.

Fig. 8 - Protezione mediante intervento sulla retta di carico, impiegabile con stadi di uscita complementari o semicomplementari. Anche in questo caso le connessioni evidenziate in tratto di maggior spessore identificano i componenti aggiunti.

tra la linea positiva e la linea negativa). Questi valori risultano essere abbastanza sicuri in pratica, senza cioè che sussista il pericolo di danni di sorta.

Agli effetti dello studio del circuito precedentemente descritto, questo metodo di protezione può essere applicato in sostituzione dei diodi limitatori di corrente di cui si è detto in precedenza.

Un circuito adatto a tale scopo è illustrato alla **figura 7.** Esso funziona in modo assai soddisfacente, ed è certamente molto più sicuro che non un circuito adottante il metodo di protezione originale, che non è in grado di agire adeguatamente nei confronti di forti sovraccarichi.

Quando il funzionamento avviene con massima intensità dei segnali ed in condizione di cortocircuito o con carichi reattivi, la dissipazione di potenza da parte del transistor risulta elevata. Il valore può essere pertanto maggiore che non quello massimo che viene ottenuto con eccitazione mediante segnali sinusoidali su carichi resistivi, per cui la superficie del dispositivo di dissipazione del calore deve essere sufficiente se si prevede il pilotaggio continuo in condizioni prossime al cortocircuito. Questa dissipazione dipende dai valori adottati dell'intensità di corrente e di ampiezza della tensione, ma è normalmente dell'ordine di 12 W per ciascun transistor di uscita in un amplificatore avente una potenza di uscita nominale di 16 W.

Ne deriva che le dimensioni delle alette di raffreddamento dipendono dalla durata che può essere prevista per qualsiasi possibile sovraccarico. Per un funzionamento normale, non sembra esservi alcuna necessità di prevedere il verificarsi di sovraccarichi di tale importanza; tuttavia, negli amplificatori destinati all'impiego in laboratorio, è ovviamente necessario adottare tale precauzione.

Tutte le prove fino ad ora eseguite hanno dimostrato che il metodo di protezione descritto è assolutamente sicuro, sebbene si sia provato addirittura ad ottenere delle scintille cortocircuitando l'amplificatore di uscita. Il metodo funziona fino a frequenze assai elevate se si usano dei transistor planari per smorzare l'eccitazione. Oltre a ciò, con l'applicazione di impulsi assai rapidi all'ingresso dell'amplificatore si ottiene una limitazione di sicurezza senza che si verifichi alcuna rottura. Il circuito sembra quindi essere in grado di costituire la soluzione più completa agli effetti della protezione dei transistor finali.

Nei confronti degli stadi di uscita complementari o semi-complementari, è necessario usare transistor di smorzamento anch'essi in disposizione complementare. I transistor di questi tipi possono essere acquistati assai facilmente e ad un costo relativamente limitato, e possono essere usati per proteggere i transistor pilota come pure i transistor di potenza. Sotto questo aspetto, la **figura 8** illustra un tipo di circuito che è stato usato con notevole successo, in quanto la protezione è risultata tale da essere assai efficace contro sovraccarichi di notevole importanza.

Per gli stadi finali di amplificatori video o di media frequenza e negli stadi oscillatore — mescolatore di circuiti a modulazione di ampiezza e di tuners fino a 300 MHz, i laboratori di ricerca della SGS hanno sviluppato e passato alla produzione un transistor NPN epitassiale al silicio con funzioni di amplificatore a piccolo segnale VHF.

Una delle principali caratteristiche del nuovo transistor, denominato BFW 70 è costituita da C_{re} di soli 0,22 pF. Esso inoltre presenta una linearità molto buona e una potenza dissipabile sufficientemente elevata, tenendo conto del fatto che è incapsulato in un contenitore TO 72, una frequenza di taglio di 900 MHz, una LV_{CEO} maggiore di 30 V, un guadagno di potenza di 32 dB ed un fattore di rumore di 2,6 dB entrambi a 200 MHz.

FILTRO BF ELETTROMAGNETICO A BANDA STRETTA A FILO VIBRANTE

BASSA FREQUENZA

Sfruttando il principio del campo magnetico che si crea intorno ad un conduttore percorso da una corrente alternata, quando il conduttore è immerso nel campo magnetico costante prodotto da un magnete permanente, è possibile realizzare — con la aggiunta di un semplice amplificatore — un filtro a banda passante eccezionalmente stretta, che non supera i due Hertz. In sostanza, il dispositivo che qui viene descritto, riportato da Radio Electronics, funziona esattamente come il microfono a velocità (a nastro), con la sola differenza che il conduttore teso nel campo magnetico permanente vibra per effetto della corrente alternata che lo percorre, anzichè per effetto di onde sonore.

Sappiamo che, se un conduttore elettrico viene teso in un campo magnetico costante, e viene fatto vibrare mediante sollecitazioni meccaniche, ai suoi capi si produce una differenza di potenziale a corrente alternata, la cui frequenza e la cui ampiezza dipendono dalle caratteristiche della sollecitazione. Tuttavia, il fenomeno è perfettamente reversibile, nel senso che, se ai capi del conduttore precedentemente citato viene applicata una tensione alternata a frequenza acustica, esso vibra a causa della reazione che si verifica tra il campo magnetico alternato che essa produce, ed il campo magnetico costante prodotto dal magnete permanente.

Il principio in base al quale il dispositivo può essere realizzato è illustrato schematicamente alla **figura 1**: esso consiste in una basetta isolante che può avere le dimensioni di 70 millimetri di lunghezza per 30 millimetri di larghezza, con uno spessore di 2 o 3 millimetri. Nel senso longitudinale, alla distanza di circa 1,5 millimetri una dall'altra, sono applicate due piastrine in ferro dolce, che possono essere incollate o fissate mediante viti. Le suddette due piastrine costituiscono le espansioni polari tra le quali si determina il campo magnetico fornito da un magnete avente la forma tipica a parallelepipedo, disposto in modo tale che l'energia magnetica da esso prodotta raggiunga le espansioni polari longitudinali tramite altre due espansioni polari, anch'esse a forma di parallelepipedo, disposte in modo da formare un ponte col magnete permanente.

Nello spazio delimitato delle due piastrine fissate alla basetta isolante, la cui larghezza è stata volutamente esagerata nel disegno per maggiore chiarezza, viene teso un conduttore elettrico avente un diametro di 0,1 millimetri. La lunghezza del suddetto conduttore dipende dalla posizione delle due barrette trasversali, che provvedono a distanziarlo dalla basetta

isolante in modo che risulti centrato rispetto allo spessore delle piastrine longitudinali. Ciò onde evitare che esso — vibrando — urti contro la basetta stessa.

Per ottenere il risultato voluto, sul quale ci dilungheremo in seguito, la lunghezza del conduttore deve essere di 50 millimetri, per cui tale è la distanza tra le due barrette sulle quali esso si appoggia, esattamente come una corda di chitarra quando viene premuta per ottenere una determinata nota.

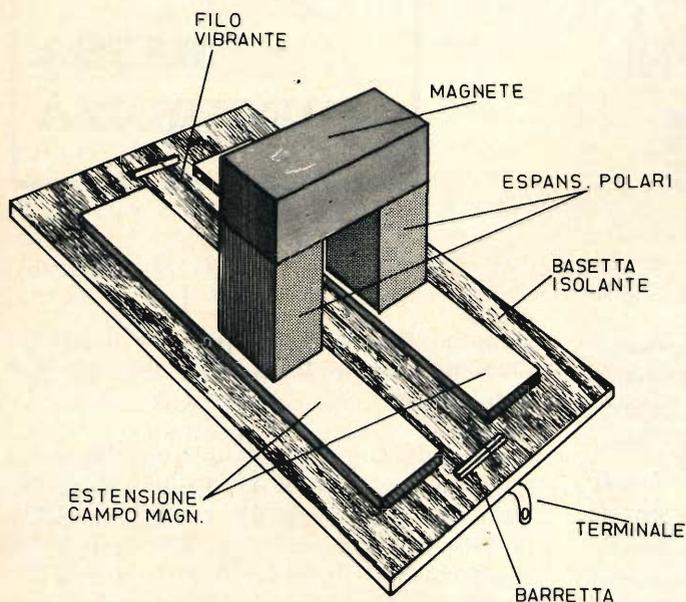



Fig. 1 - Disegno schematizzato illustrante la struttura meccanica del dispositivo a filo vibrante: in questo disegno la distanza longitudinale tra le espansioni polari è stata volutamente esagerata, onde mettere in evidenza la posizione esatta del filo rispetto alle espansioni stesse. Le dimensioni sono indicate con buona approssimazione nel testo, sebbene possano essere variate a piacere a seconda della frequenza che si desidera ottenere.

In tali condizioni, il conduttore elettrico teso tra le espansioni polari è in grado di risuonare su di una frequenza approssimativa di 1.000 Hz, e si comporta esattamente come un circuito ad induttanza e capacità, caratterizzato da un fattore Q assai elevato.

Per la maggior parte, i circuiti funzionanti sulla frequenza di accordo di 1.000 Hz consistono in componenti induttivi e capacitivi che determinano un valore assai ridotto del fattore Q, solitamente compreso tra 5 e 10; ciò a causa del valore elevato della resistenza intrinseca del conduttore necessario per ottenere l'induttanza opportuna. I componenti resistivi e capacitivi vengono spesso usati nei circuiti a « T » in parallelo, per ottenere risultati migliori. Tuttavia, sebbene la curva dei circuiti di questo tipo denoti una selettività soddisfacente, un esame più approfondito metterà in evidenza il fatto che il fattore Q ottenibile raggiunge raramente valori superiori a 15.

A volte, nei circuiti di questo tipo viene applicata una certa reazione negativa, per migliorare la selettività: in tal caso, in corrispondenza della selettività più spinta, il fattore Q può raggiungere il valore di 90, a scapito però della stabilità di funzionamento. Di conseguenza, la selettività di qualsiasi circuito di questo tipo può essere considerata piuttosto scadente.

Il filtro a filo vibrante, il cui principio realizzativo è illustrato alla citata figura 1, presenta un fattore Q superiore a 600 con una frequenza prossima a 1.000 Hz. Di conseguenza, il suo impiego può consentire la realizzazione di uno degli amplificatori a frequenza acustica più selettivi, disponibili per vari tipi di impiego, quali le applicazioni nel campo della telemetria, delle comunicazioni telegrafiche, o degli analizzatori d'onda, dei radiocomandi, ecc.

Il filo vibrante di lunghezza limitata rappresenta un dispositivo a bassa impe-

denza, col quale è possibile usare un circuito a ponte come amplificatore a banda passante, del tipo illustrato alla **figura 2**.

La sezione di ingresso del suddetto circuito consiste in un ponte che si trova in condizioni di equilibrio quando ai capi del primario del trasformatore di ingresso T1 viene applicato un segnale avente qualsiasi frequenza ad eccezione di quella caratteristica di risonanza del filo, beninteso dopo avere regolato il potenziometro P in modo da ottenere le suddette condizioni di equilibrio.

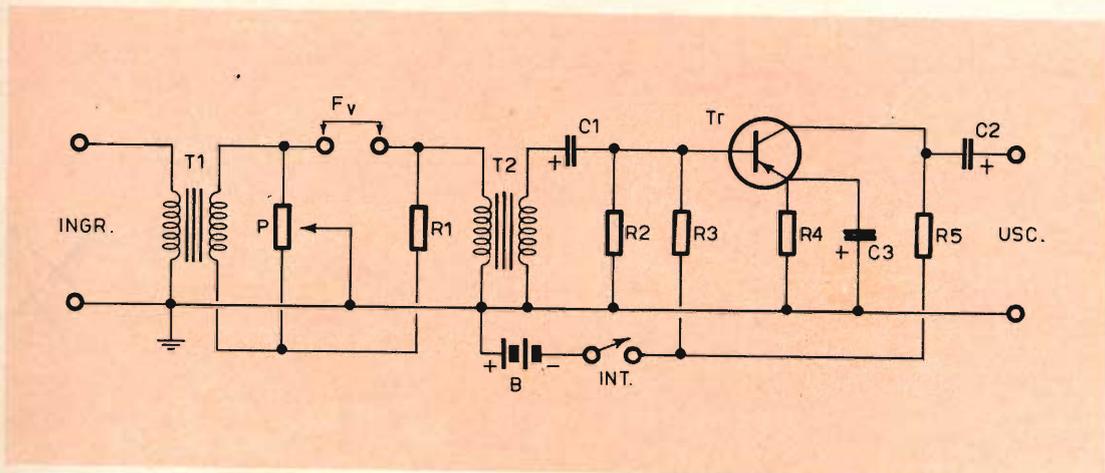



Fig. 2 - Circuito elettrico costituito da un solo transistor amplificatore, da due trasformatori e da pochi altri componenti, adatto all'impiego del dispositivo a filo vibrante come filtro a banda passante molto stretta.

ELENCO DEI VALORI

R1	Vedi testo
R2	10 kΩ - 0,25 W
R3	120 kΩ - 0,25 W
R4	1.000 Ω
R5	4.700 Ω
P	5 Ω a filo, lineare
C1	5 µF - 12 V
C2	5 µF - 12 V
C3	50 µF - 3 V
T1	Vedi testo
T2	Vedi testo
Tr	OC71, OC72, o similare
B	9 V

Non appena queste ultime sono state conseguite, se si applica al primario di T1 un segnale avente una frequenza pari approssimativamente a 1.000 Hz, il conduttore teso tra le espansioni polari comincia a vibrare, il che provoca una variazione della sua impedenza intrinseca, che — a sua volta — determina lo sbilanciamento del ponte; a causa di ciò, il segnale alla frequenza di 1.000 Hz passa attraverso il dispositivo di amplificazione, e risulta quindi disponibile all'uscita, e precisamente tra la massa e il terminale positivo della capacità C2.

Ovviamente, attribuendo al conduttore teso tra le espansioni polari le caratteristiche dimensionali diverse da quelle citate, è possibile ottenere diversi valori della frequenza di risonanza, col risultato che l'intero dispositivo può essere tarato in modo da ottenere una selettività assai spinta nei confronti di una determinata frequenza.

I trasformatori T1 e T2 possono essere di qualsiasi tipo adatto all'accoppiamento di uno stadio di uscita con un altoparlante in amplificatori a valvole o a transistor, e devono essere collegati in modo tale che T1 abbia un rapporto in discesa, mentre T2 deve avere un rapporto in salita: ciò significa che il primario di ingresso di T1 presenta un numero di spire maggiore che non il secondario, mentre accade l'opposto nei confronti di T2.

Il transistor Tr provvede a compensare le inevitabili perdite che si verificano nel circuito di bilanciamento, in quanto — nelle condizioni di impiego che dipendono dai valori dei componenti e della tensione di alimentazione fornita dalla batteria B — esso fornisce un guadagno pari approssimativamente a 4 volte.

Se l'ampiezza del segnale di ingresso è eccessiva, il conduttore teso tra le espansioni polari del magnete vibra con ampiezza esagerata, per cui può arrivare

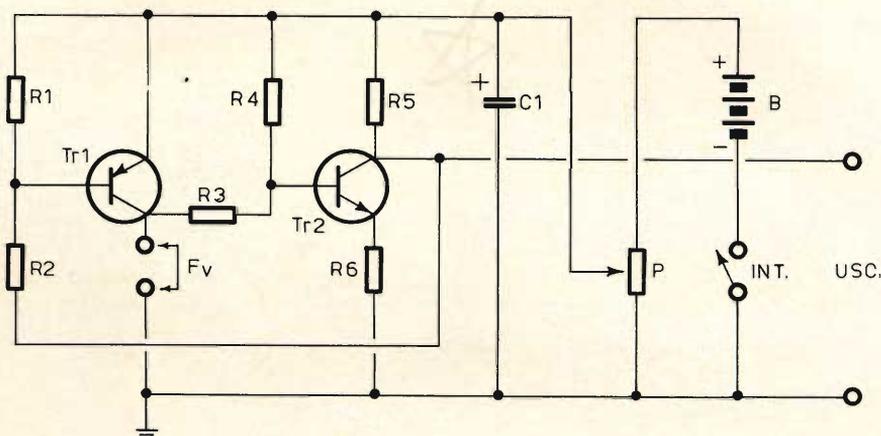



Fig. 3 - Circuito elettrico di un oscillatore per la produzione di una frequenza campione, impiegante il dispositivo a filo vibrante per ottenere la massimma stabilità della frequenza di uscita. Mediante il potenziometro P, è possibile variare la tensione fornita dalla batteria B, con la quale viene alimentato l'intero dispositivo.

ELENCO DEI VALORI

R1	1.200 Ω - 0,25 W
R2	10 kΩ - 0,25 W
R3	1.000 Ω - 0,25 W
R4	5.600 Ω - 0,25 W
R5	1.800 Ω - 0,25 W
R6	47 Ω - 0,25 W
P	10.000 Ω, lineare
Tr1	AC128
Tr2	AC127
B	9 V

ad entrare in contatto diretto con le espansioni polari stesse. In tali condizioni, il filo conduttore tende a comportarsi come un duplicatore di frequenza, per cui se all'ingresso viene applicato un segnale avente la frequenza — supponiamo — di 500 Hz, si ottiene tra i terminali di uscita un segnale avente la frequenza di 1.000 Hz. Per contro, se l'ampiezza del segnale di ingresso viene contenuta entro limiti ragionevoli, il dispositivo mantiene una caratteristica di funzionamento lineare. In pratica, è stato possibile riscontrare che, per ottenere un funzionamento regolare, il segnale di ingresso deve avere un'ampiezza compresa tra 50 e 200 mV, in relazione all'intensità del campo magnetico prodotto dal magnete permanente.

L'applicazione tra i morsetti di ingresso di segnali aventi un'ampiezza elevata può determinare lo spostamento del conduttore in modo tale che esso tenda ad avvicinarsi al centro elettrico delle espansioni polari, che può non corrispondere alla posizione nella quale è stato predisposto in origine. Questa variazione di posizione altera la tensione del conduttore, variandone la frequenza di risonanza originale. Tale inconveniente può essere evitato bloccando il filo teso sulle barrette ad entrambe le estremità, ad esempio praticando con un seghetto due tacche che ne stabilizzano la posizione. In tal caso, è assolutamente impossibile che il conduttore si sposti dalla sua posizione originale, a meno che non sia teso in modo insufficiente.

FUNZIONAMENTO COME OSCILLATORE

Il dispositivo a filo vibrante può anche funzionare come oscillatore, abbinandolo al dispositivo il cui circuito elettrico è illustrato alla **figura 3**, facendo in modo che esso funzioni ad una frequenza approssimativa di 1.000 Hz. Come si può notare, nel circuito oscillatore non figura alcuna capacità, ed i componenti consistono esclusivamente nei due transistor Tr1 e Tr2, in alcune resistenze e nella sorgente di alimentazione B.

La resistenza variabile P deve essere regolata in modo da ottenere la minima distorsione di uscita, quando il dispositivo viene fatto funzionare con più di un tipo di filo vibrante, come vedremo più avanti. La distorsione ammonta all'8% con un'uscita di 400 mV, ed al 3% con un'uscita pari a 100 mV. È tuttavia possibile apportare ulteriori miglioramenti a questi valori di distorsione, impiegando dei transistor che siano effettivamente complementari, e variando leggermente i valori delle resistenze.

Entrambi i transistor sono del tipo ad elevato guadagno, e non devono essere sostituiti a meno che non si possa disporre di esemplari aventi esattamente il medesimo coefficiente di amplificazione. C. Rankin, autore dell'articolo originale, afferma di aver realizzato diversi esemplari di questi oscillatori, i quali funzionavano regolarmente.

REALIZZAZIONE NEL DISPOSITIVO A FILO VIBRANTE

In commercio è assai facile trovare un magnete permanente a forma di parallelepipedo, provvisto di due fori passanti in corrispondenza dei poli (non illustranti per brevità), avente una lunghezza approssimativa di 25 o 30 millimetri, ed una sezione di circa un centimetro quadrato. Le espansioni polari disposte verticalmente tra il magnete e le striscie di ferro dolce devono avere una sezione tale da abbracciare l'intera superficie di contatto, onde evitare perdite del flusso magnetico. La distanza tra le espansioni polari longitudinali deve essere pari approssimativamente ad 1,5 millimetri.

Il conduttore teso tra le espansioni polari, ed appoggiato sulle barrette che provvedono a distanziarlo dalla basetta isolante, deve passare attraverso due fori di piccolo diametro che si trovano oltre le suddette barrette, e possono far capo a due contatti a paglietta, fissati alla basetta isolante mediante una vite con dado in ottone. Nel disegno di figura 1 è facile notare la paglietta costituente il terminale anteriore del filo vibrante.

Trattandosi del cuore del dispositivo, il conduttore vibrante deve essere preparato con cura. In origine, l'autore ha usato del rame smaltato del diametro di 0,1 millimetri; naturalmente, lo smalto è stato asportato usando tela smerigliata assai sottile.

Con l'impiego di filo di rame è stata però riscontrata una variazione nel tempo della frequenza di risonanza, in quanto la tensione meccanica non veniva sopportata con sufficiente stabilità dal rame. Per questo motivo, un segmento di tale conduttore della lunghezza di 150 millimetri è stato in un primo tempo tirato fino a portarlo alla lunghezza di 165 millimetri, dopo di che il filo è stato installato al suo posto, con il risultato di una maggiore stabilità meccanica. In pratica, era però stato notato un fenomeno insolito: durante il procedimento di trazione, ossia di allungamento del conduttore prima del montaggio, è risultato che solo per una metà della sua lunghezza esso aveva subito lo stiramento, il che significava che il conduttore presentava due diametri: per questo, all'uscita dell'amplificatore erano presenti due picchi adiacenti di risonanza, che rammentavano la curva caratteristica che si ottiene quando due bobine funzionano con un accoppiamento induttivo troppo stretto.

Il risultato migliore è stato invece ottenuto usando per realizzare il filo vibrante una lega speciale di nichel. Con quella lega, sottoponendo il dispositivo a notevoli variazioni di temperatura è stata riscontrata una stabilità del tutto soddisfacente. Infatti, dopo aver sottoposto il

dispositivo a temperature inferiori a 0° per oltre un'ora, la frequenza di risonanza era variata soltanto da 1.000 a 960 Hz, con una variazione pari quindi soltanto al 4%. Dal momento che il filo si contrae quando è freddo, la frequenza avrebbe dovuto aumentare; invece, la diminuzione della frequenza del 4% può essere giustificata considerando che — dopo l'esposizione in frigorifero ad una temperatura così bassa — è assai probabile che un po' di umidità si sia accumulata sulla superficie esterna del conduttore, variandone la massa. Tuttavia, entro un intervallo di tempo non superiore a dieci minuti la frequenza di risonanza era ritornata al valore esatto di 1.000 Hz, sebbene il dispositivo fosse ancora molto freddo al tatto.

Le leghe di nichel sono assai facili da maneggiare, e si saldano senza difficoltà; per chi desiderasse tentare una realizzazione del genere, è opportuno precisare che la lega usata è quella individuata dal numero 180, ed il conduttore aveva un diametro di 0,1 millimetri.

MESSA A PUNTO E FUNZIONAMENTO DEL DISPOSITIVO

Il valore della resistenza R1 nel circuito di figura 2 dipende dalle caratteristiche intrinseche del filo vibrante usato per la realizzazione del dispositivo: se si usa del rame, R1 deve essere costituito da un tratto del medesimo conduttore avente la medesima lunghezza. Se si usa invece il filo in lega di nichel, la sua resistenza è pari approssimativamente a 15 volte quella del rame, per cui R1 risulta in tal caso costituita da un tratto di conduttore di rame avente la medesima sezione, ma una lungheza 15 volte maggiore. In sostituzione, è possibile usare una resistenza anti-induttiva al carbonio, avente un valore compreso tra 1 e 2 Ω, controllabile mediante una semplice misura. È assai facile riscontrare in pratica che l'azzeramento viene ottenuto quando il potenziometro P — sempre nel circuito di figura 2 — si trova approssimativamente al centro della sua escursione.

Volendo tarare o comunque variare la frequenza di risonanza del filo vibrante, il valore opportuno può essere ottenuto sia variando la tensione del filo con l'aiuto di una vite e di una ghiera filettata, sia variando la distanza tra le barrette che distanziano il conduttore dalla basetta isolante. A tale riguardo, è possibile fare in modo che una sia fissa, mentre l'altra può essere spostata nel senso longitudinale del filo. In pratica, con un unico conduttore è possibile ottenere variazioni della frequenza di risonanza comprese tra 750 e 1.500 Hz, con un rapporto cioè di 1 a 2.

Indipendentemente dalla frequenza di risonanza, è possibile usare un magnete di potenza assai maggiore di quella prevista, sebbene una eccessiva intensità del campo magnetico possa provocare fenomeni a seguito dei quali il segnale di uscita risulta caratterizzato da una forma d'onda quadra, dovuto alla sovraeccitazione. A causa di ciò, quando il dispositivo a filo vibrante viene fatto funzionare come oscillatore, in abbinamento al circuito elettrico illustrato alla figura 3, può risultare opportuno aumentare il valore di R6, portandolo da 47 a 150 Ω. Occorre inoltre rammentare che l'eventuale aumento delle dimensioni del magnete determina un aumento dell'impedenza del filo vibrante, per cui — agli effetti del funzionamento — ciò provoca come fenomeno secondario un aumento della tensione di uscita.

Per effettuare il collaudo di un dispositivo simile a quello descritto, e soprattutto per determinare con esattezza la frequenza di risonanza, è necessario disporre di un buon generatore di segnali a frequenza acustica. Il fattore Q è maggiore di 600, e l'autore ha eseguito la relativa misura col metodo detto dei 3 dB; ciò significa che la larghezza della banda è risultata pari ad 1,6 Hz alla frequenza di 1.000 Hz.

Ovviamente, per la maggior parte dei casi i generatori di segnali a frequenza acustica più precisi non sono in grado di effettuare una misura così rigorosa. Di conseguenza, per eseguire la misura è stato necessario costruire un generatore avente un quadrante con rotazione di 180°, mediante il quale — con un rappor-

to pari a 10 tra l'inizio ed il termine della scala di ciascuna gamma — era possibile coprire la gamma di frequenze compresa tra 10 e 1.000 Hz. Tenendo in considerazione gli errori dovuti alla larghezza dell'indice ed a quella dei contrassegni del quadrante, era risultato piuttosto difficile stabilire se la larghezza di banda effettiva era pari ad 1 solo Hz oppure ad 1,6 Hz, il che significava che il valore del fattore Q poteva essere compreso tra 600 e 1.000.

Il fattore Q viene controllato dallo smorzamento, e — come ben sappiamo — l'aria nella quale il filo vibra determina

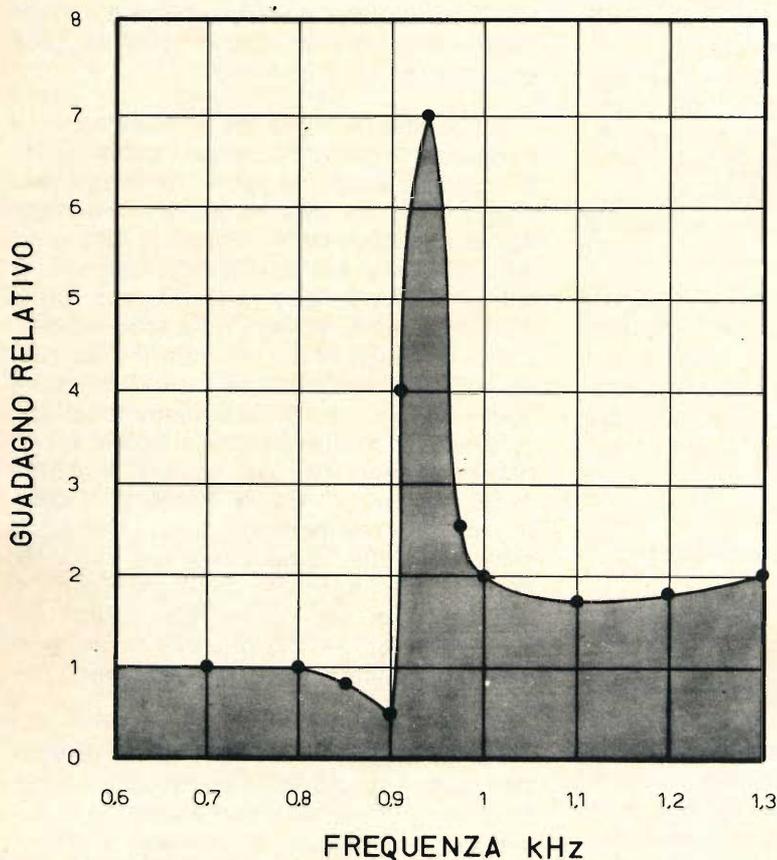



Fig. 4 - Grafico illustrante una curva tipica di risonanza ottenuta impiegando il dispositivo a filo vibrante descritto come circuito a banda passante stretta.

un certo smorzamento delle sue oscillazioni, così come accade nei confronti del cono di un altoparlante. Di conseguenza, è assai presumibile che il dispositivo consenta di ottenere valori del fattore Q notevolmente più alti, se viene racchiuso in un ambiente nel quale venga praticato il vuoto.

Abbiamo già precisato che la frequenza di risonanza del conduttore può essere variata facendone variare la lunghezza o la tensione meccanica: un altro fattore che determina del pari la variazione della frequenza di risonanza è il diametro del filo. Per quanto riguarda il limite inferiore della gamma delle frequenze possibili di risonanza, si può dire che esso è assai basso, in quanto è possibile ottenere una frequenza di risonanza persino di 50 Hz. Per contro, il limite superiore sembra essere pari approssimativamente a 20.000 Hz.

Come amplificatore selettivo si è preferito scegliere un circuito a ponte, in quanto il suo funzionamento è assai più semplice e stabile. Tuttavia, non è indi-

spensabile servirsi di un circuito del genere, in quanto qualsiasi amplificatore differenziale, a circuito integrato o non integrato, può dimostrarsi altrettanto soddisfacente.

In qualunque modo si tenti di far funzionare il filo vibrante, si troverà comunque una notevole differenza — almeno per quanto riguarda il valore del fattore Q — rispetto ai circuiti convenzionali funzionanti ad induttanza e capacità o a resistenza e capacità.

CONCLUSIONE

Per concludere, è dunque evidente che — usando il dispositivo semplicemente come filtro a banda stretta, in abbinamento col circuito elettrico di cui alla figura 2 — è possibile fare in modo che, quando ai morsetti di ingresso del primario di T1 vengono applicati contemporaneamente diversi segnali aventi diverse frequenze, all'uscita, e precisamente tra la massa ed il terminale positivo di C2, risulti presente un unico segnale avente un'unica frequenza, in stretta relazione con le caratteristiche di risonanza del filo vibrante. Ciò significa che un dispositivo di questo genere può essere usato con notevole precisione negli impianti complessi di radiocomando, ed in altre apparecchiature a carattere industriale o scientifico. Ove invece il dispositivo a filo vibrante venga usato come oscillatore, tenendo nella dovuta considerazione l'elevata stabilità ottenibile da parte dello stesso dispositivo quando si usa una lega di nichel opportunamente dimensionata, è possibile ottenere con questo sistema un generatore di frequenza campione la cui stabilità e precisione è senz'altro paragonabile a quella dei normali generatori di frequenza campione funzionanti con cristallo di quarzo.

Per fornire al lettore un'idea più precisa della selettività assai spinta ottenibile col dispositivo descritto, quando viene impiegato come filtro passa banda, la **figura 4** illustra la curva di risonanza ottenuta con uno degli esemplari realizzati dall'autore, e con segnali di frequenza variabile tra 600 e 1.300 Hz. Sulla scala verticale sinistra sono riportati i valori relativi di guadagno.

Osservando il grafico, è assai facile riscontrare che — applicando all'ingresso del dispositivo i segnali aventi l'ampiezza prestabilita, e variandone la frequenza entro i limiti precisati sulla scala orizzontale, l'ampiezza del segnale di uscita era pari ad una unità per frequenze comprese tra 600 ed 800 Hz: tale ampiezza diminuiva a 0,5 con una frequenza pari a 900 Hz, per raggiungere rapidamente un valore pari a 7 in corrispondenza della frequenza di picco di risonanza. L'ampiezza del segnale di uscita diminuiva poi a due unità con la frequenza di 1.000 Hz, e variava di poco intorno a tale valore fino al limite massimo di 1.300 Hz.

IL COLORIMETRO SPERIMENTALE

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

La colorimetria è una tecnica usuale di laboratorio e di analisi chimica, molto semplice, che rende preziose informazioni. I recenti progressi nella tecnica dei semiconduttori hanno permesso di migliorare notevolmente i risultati finora ottenuti di questi dispositivi.
In questo articolo, dopo aver passato in rassegna i principi essenziali, descriveremo qualche colorimetro semplice ed accenneremo alla realizzazione di apparecchi più perfezionati.

Il principio base di un colorimetro è quello della misura dell'assorbimento di uno o più irraggiamenti ben definiti. In effetti certe sostanze hanno uno spettro di assorbimento semplice, cioè si comportano come un filtro, mentre altre sostanze hanno uno spettro di assorbimento più complesso.

Gli elettronici conoscono benissimo le nozioni sui filtri che vengono applicate correntemente, e che si suddividono in:

— filtri passa-alto

— filtri passa-basso

— filtri di banda - fig. 1.

Possiamo studiare i filtri in funzione della frequenza U riportata in ascisse grazie ad un fattore f in % che può essere il fattore di assorbimento o il fattore di trasmissione. Tutte queste costruzioni grafiche sono equivalenti e la scelta di una curva o dell'altra è indifferente.

Nel nostro caso, raramente si mette la frequenza in ascisse e in generale ci si serve della lunghezza d'onda espressa in A°, in mμ o anche in mm. Qualche auto-

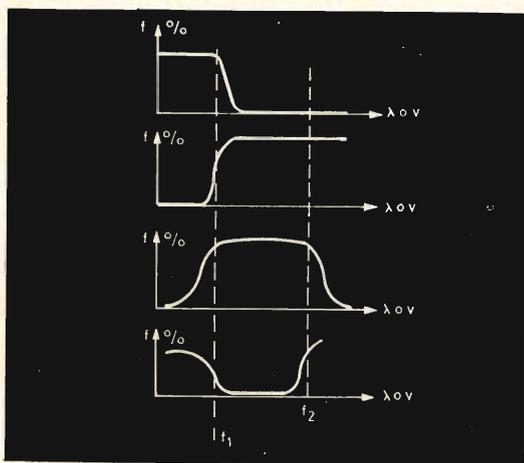



Fig. 1 - Grafici equivalenti dei filtri in funzione del fattore f%.

re che s'interessa della spettroscopia utilizza spesso il « numero d'onda » espresso in cm^{-1}.

Il campo esplorato correntemente parte dall'ultravioletto e arriva (circa) all'infrarosso, cioè copre il campo compreso fra 300 e 1.000 mμ (3.000 a 10.000 A°) e ciò senza tener conto di quei colorimetri perfezionati che esplorano una gamma ancora più vasta (fig. 2).

La colorimetria è fondata su due leggi fondamentali, la prima di Lambert, lega l'assorbimento allo spessore dello strato assorbente, la seconda di Beer lega l'assorbimento alla concentrazione del corpo colorato nella soluzione. A prima vista queste due leggi compaiono elementari e giustificabili soltanto istintivamente, ma si prestano a sviluppi matematici considerevoli.

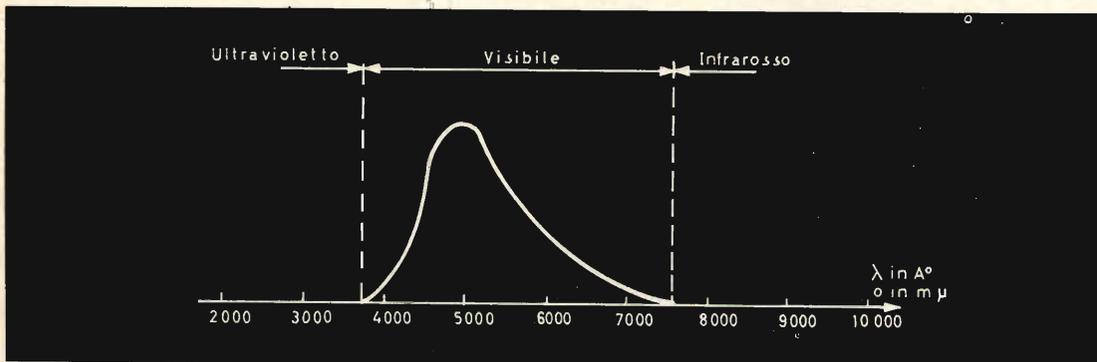



Fig. 2 - Rappresentazione grafica della gamma che va dall'ultravioletto all'infrarosso esplorata dai normali colorimetri.

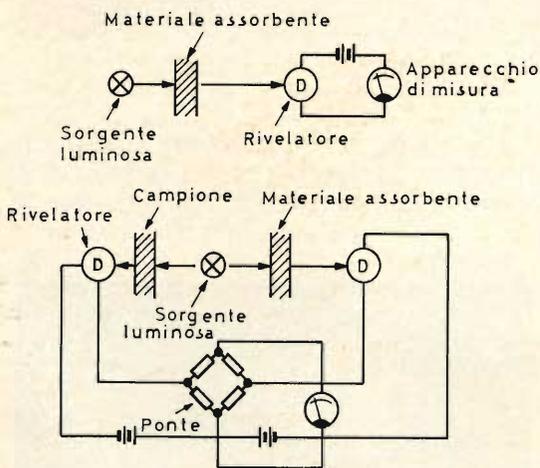



Fig. 3 - Descrizione schematica dei due metodi per misurare l'assorbimento di un campione.

Vediamo, quindi, che è possibile utilizzare due metodi diversi per misurare l'assorbimento di un campione sconosciuto, uno diretto grazie ad un dispositivo elettrico qualunque, e un'altro per confronto con un campione noto (metodo dello zero).

Nella figura 3 diamo una descrizione schematica sommaria di questi metodi. Evidentemente si possono impiegare altri metodi derivati da quelli base come ad esempio: più sorgenti, sorgenti spostabili, ruota girante, vetri semi-argentati, etc.

1) A° = unità Amstrong = 10^{-8} cm o 0,1 mμ

mμ = millimicron = 10^{-5} mm o 10^{-7} cm o 10^{-9} m o 10 A°

mm = nanometro = 10^{-9} m o 10 A°

In un caso ideale, potremmo concepire una sorgente puntiforme che da un livello d'illuminazione uniforme per tutto l'intervallo da esplorare e un rivelatore lineare per tutta questa gamma; in realtà dobbiamo accontentarci di sorgenti non puntiformi che liberano uno spettro d'energia determinato, e di rivelatori aventi una curva di risposta non uniforme. In certi

limiti possiamo agire evidentemente mediante filtri per correggere questi difetti.

Conviene quindi, prima di affrontare a fondo il problema, descrivere brevemente le sorgenti e i rivelatori più comuni.

Sorgenti di luce

Per principio tutte le sorgenti di luce possono essere utili e vengono realizzati dei fotocolorimetri utilizzando un gran numero di sistemi.

Tutte le sorgenti hanno qualche proprietà generale che richiamiamo brevemente:

— frequenza, lunghezza d'onda ed energia di radiazione:

La lunghezza d'onda λ è legata alla frequenza U e alla velocità di propagazione C da leggi semplici. La frequenza è data:

$$U = \frac{C}{\lambda}$$

Il numero di onde

$$U' = 1/\gamma$$

si misura in cm^{-1}.

L'energia $E = h U$

(h=costante di Plank=$6{,}67 \cdot 10^{-27}$ erg. s.)

Si esprime di solito in elettronevolt, ($1{,}602 \cdot 10^{-12}$ erg). La differenza di potenziale necessaria affinché un elettrone acquisti una energia equivalente a quella di una linea di lunghezza d'onda λ è:

$$V \text{ (volt)} = \frac{12 \cdot 398}{\lambda \text{ (A°)}}$$

Spettro di linee

Uno spettro di linee si compone di un certo numero di radiazioni monocromatidisperse lungo un certo « dominio spettrale ». I vari spettri si usano distinguere in: spettri di fiamme, spettri d'archi e spettri di scintille.

Le radiazioni qualificate abusivamente monocromatiche possiedono in realtà una certa larghezza il cui coefficiente di finezza è dato dal rapporto $\frac{\Delta \lambda}{\lambda}$.

Spettri di bande e spettri continui

In certi casi si ottengono delle bande abbastanza larghe nelle quali non si notano (o difficilmente) delle discontinuità. Tre sono i tipi di sorgenti particolarmente utilizzati.

— L'incandescenza, cioè la luce prodotta da un filamento metallico portato ad

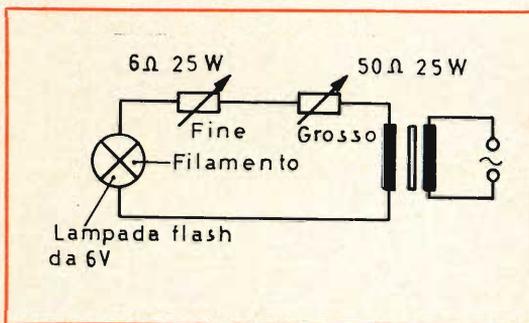



Fig. 4 - Schema di principio per la regolazione dell'intensità luminosa.

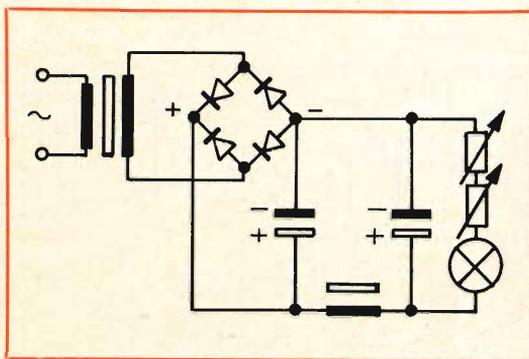



Fig. 5 - Metodo più perfezionato per la regolazione dell'intensità luminosa utilizzante una corrente continua filtrata.

una certa temperatura. Si tratta di un elemento semplicissimo e di funzionamento sicuro. Attualmente si realizzano piccole ampolle a filamenti riuniti che danno un fascio luminoso di dimensioni iniziali ridottissime.

— La fluorescenza, cioè la luce prodotta da un tubo a scarica nel vapore di mercurio ricoperto di polvere fluorescente.

— L'arco, la fiamma o la scintilla d'utilizzazione molto rara e delicata.

Studieremo principalmente la sorgente più semplice, cioè la lampada d'illuminazione a filamento.

La regolazione dell'intensità luminosa è semplicissima (fig. 4). Si fa mediante due

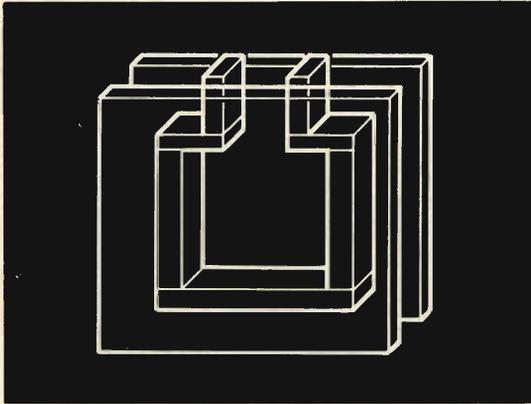



Fig. 6 - Vasca a facce parallele per la costruzione dei filtri.

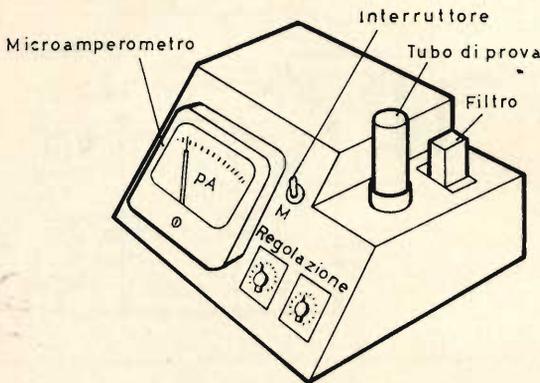



Fig. 7 - Aspetto esterno di un semplice colorimetro.

potenziometri uno per la regolazione fine l'altro per quella approssimata. Per una realizzazione più accurata, utilizzeremo corrente continua (fig. 5) filtrata.

È evidente che la corrente che attraversa l'ampolla causa l'aumento di temperatura e di conseguenza la regolazione agisce su questo valore. A prima vista potremmo essere tentati d'intercalare un apparecchio di misura per effettuare il controllo della potenza consumata e dedurre così il valore della temperatura del filamento, ma questa misura è sconsigliabile in quanto molti fattori modificano il rendimento termico del filamento.

Inoltre è necessario prestare poca fede alle variazioni della corrente di rete, che si possono pareggiare facilmente con stabilizzatori di tensione e con una alimentazione regolare, ed economicamente possiamo evitare di fare frequenti modifiche, tarature e misure di lunga durata.

Il filamento incandescente produce uno spettro continuo di radiazioni il quale è governato approssimativamente dalle leggi dell'irraggiamento del « corpo nero ». Citiamo quelle di Kirchoff, di Stephan, di Wien e di Planck peraltro tanto note da non necessitare di alcun commento.

In generale si utilizza il tungsteno come solido incandescente e si fa in modo di dare al filamento la forma che conviene meglio all'uso considerato; spirali concentrate, nastro piatto, etc.

Questo tipo di lampade in commercio vengono vendute con le loro curve di verifica.

Attualmente si può utilizzare vantaggiosamente anche delle minuscole lampade fluorescenti e altre sorgenti luminose non incandescenti: lampade a vapore di mercurio, etc.

I Filtri

L'assorbimento della luce da un mezzo materiale è un fenomeno generale, la trasparenza di ogni sostanza per un dato irraggiamento dipende da diversi fattori. L'assorbimento può essere selettivo per una determinata regione del campo spettrale. La legge di Lambert permette di calcolare la frazione d'energia assorbita nel caso di un mezzo omogeneo:

$$I = I_0 \ e^{-kd}$$

I : intensità trasmessa

I_0: intensità incidente

k: coefficiente d'assorbimento

d: spessore

La legge di Beer, non è sempre verifi-

cata, ma permette in genere di legare l'assorbimento alla concentrazione:

$$i = I_o e^{-acd} \qquad k = ac$$

Il coefficiente d'estinzione corrisponde all'inverso dello spessore del mezzo considerato che riduce l'intensità ad 1/10 del valore iniziale. Se ε è questo coefficiente si ha $I = I_o e^{-\varepsilon d}$.

Si può ammettere che il coefficiente ε è proporzionale alla concentrazione: $\varepsilon = Ec$.

La trasmissione nell'infrarosso costituisce un capitolo molto importante e lo studio degli spettri d'assorbimento delle differenti sostanze può fornire al chimico molte informazioni utili.

Similmente l'assorbimento nell'ultravioletto è studiato accuratamente nei diversi campi di analisi.

Ci limiteremo in questo articolo all'assorbimento d'irraggiamenti visibili e un po' al di là di questo campo, cioè nell'ultravioletto e (circa) nell'infrarosso. Si possono costruire facilmente dei filtri sia con gelatina sia mediante una vasca a facce parallele (fig. 6) fatta come segue: si realizza un quadro con delle sbarre prismatiche le quali vengono rettificate e quindi sulle stesse vengono incollate due placche ugualmente rettificate e pulite.

Le soluzioni assorbenti sono fatte, portando dei solventi in uno stato purissimo: acqua, alcool, etere, etc. nei quali si dissolve in una quantità conveniente la sostanza colorata.

In commercio si possono trovare i filtri occorrenti unitamente alle loro curve di trasmissione verificate.

Realizzazione del colorimetro

In fig. 7 rappresentiamo l'aspetto esterno di questo dispositivo. Si tratta solo di un suggerimento e, in funzione delle caratteristiche delle sorgenti, dei filtri e dei rivelatori da impiegare, si può variarlo a seconda delle necessità.

Questa realizzazione, di una estrema semplicità si compone di:

— Una alimentazione che serve ad alimentare sia la sorgente luminosa sia quella della cellula fotoresistente.

— Un involucro che contiene l'insieme, cioè la sorgente, il rivelatore, l'alimentazione ed un vano per il tubo di prova. È prevista anche una blindatura per coprire la parte superiore del tubo di prova.

— Un microamperometro

— Un vano per filtri

— I comandi.

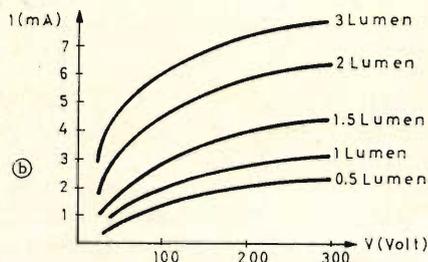
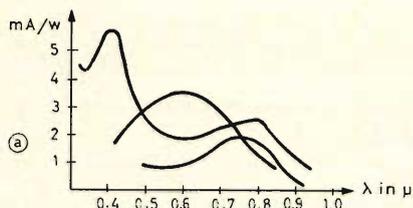



Fig. 8 - Risposta di una cellula in funzione della tensione applicata.

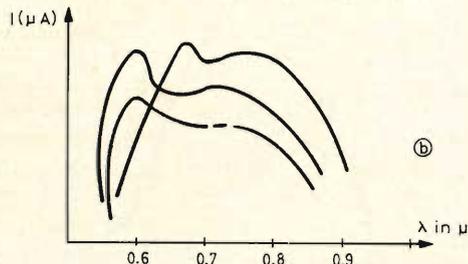
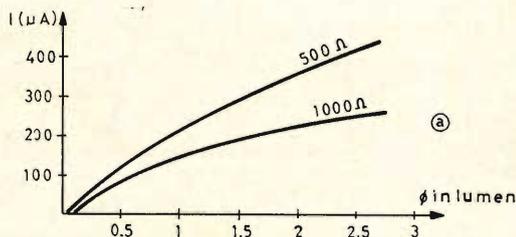



Fig. 9 - In questa figura si può notare la elevata sensibilità delle cellule a strato d'arresto in corrispondenza dell'infrarosso.

Fig. 10a/b/c/d - Alcune delle curve di verifica fornite dai costruttori.

I rivelatori

Con il nome generico di « cellule fotoelettriche » si indica un certo numero di dispositivi capaci di fornire informazioni sotto forma di segnali elettrici, e ciò avviene quando vengono illuminate in certe condizioni.

Esiste un certo numero di categorie di cellule fotoelettriche fra le quali possiamo citare:

— Le cellule fotoemittenti a gas o a vuoto. Le cellule sono caratterizzate da un rapporto espresso in milliampere, per watt e per una curva di sensibilità spettrale. Evidentemente la risposta di una cellula dipende anche dal valore della tensione applicata (fig. 8).

Si costruiscono cellule di questo tipo anche per l'ultravioletto, con o senza finestra di quarzo.

Nel caso in cui questa categoria di cellule comporti all'interno elementi amplificatori di corrente, essi vengono chiamati tubi fotomoltiplicatori.

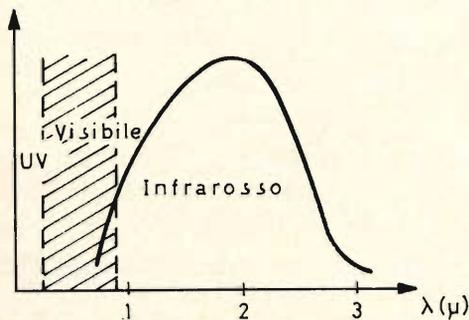
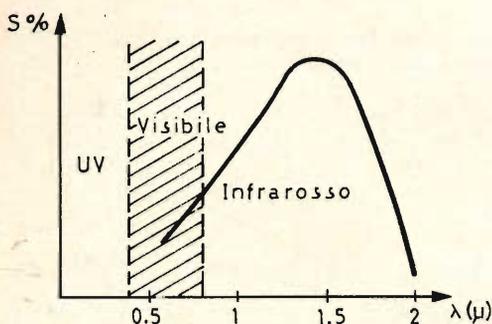
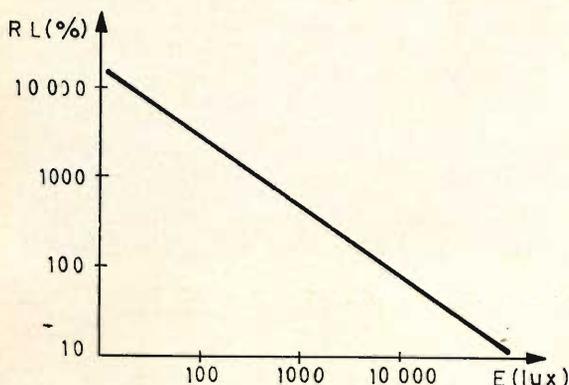
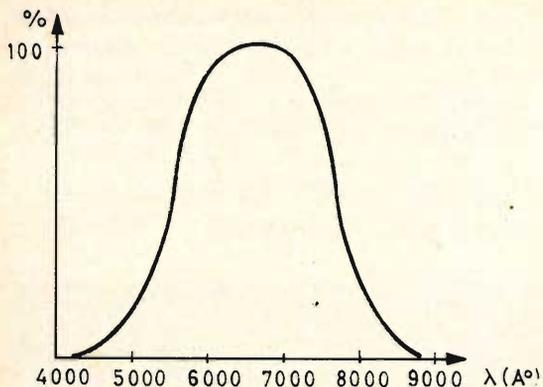
— Cellule a strato d'arresto. Queste cellule a ossidi o al selenio si comportano come delle pile e vengono chiamate anche « fotopile ».

Sono in generale molto sensibili alla parte spettrale vicina all'infrarosso (fig. 9) e per questo fatto sono abbastanza sensibili alla temperatura.

— Cellule fotoresistenti. In questa categoria la resistenza varia con l'illuminazione. Se ne costruiscono modelli di ogni forma e dimensione partendo da differenti solfuri: Cd, Pb, etc.

La realizzazione del colorimetro sperimentale, presenta molti vantaggi grazie alla semplicità del montaggio. Tuttavia non bisogna trascurare i numerosi rivelatori solidi di cui attualmente si dispone.

Prima di cominciare la costruzione del colorimetro occorre tener presente lo scopo della sua utilizzazione e munirsi delle curve di verifica dei diversi tipi fornite dai costruttori.

Per dare una idea dell'insieme rappresentiamo nelle figg. 10/a/b/c/d l'andamento di qualche curva caratteristica.

AMPLIFICATORE VERTICALE PER OSCILLOSCOPI FINO A 300 MHz

ELETTRONICA INDUSTRIALE

Si descrive un interessante amplificatore da impiegare nel canale Y (asse verticale) di un oscilloscopio a larga banda.

Descriveremo un amplificatore verticale a larga banda particolarmente adatto per funzionare con il nuovo tubo a raggi catodici per alta frequenza D13-500../01 (Philips). Sono stati impiegati transistor con frequenza di transizione elevata capaci di dare all'amplificatore verticale una larghezza di banda che va da 0 a 300 MHz.

La sensibilità tipica di questo amplificatore è 10 mV/cm. La resistenza d'ingresso è 50Ω. Il tempo di salita alla uscita (dal 10% al 90%) è circa 1 ns.

L'amplificatore ha incorporata una linea di ritardo di 50 ns.

Un'eccellente limitazione è ottenuta grazie all'impiego di diodi a commutazione rapida (diodi OPF56 a barriera di Schottky). Ciò permette di sovrapilotare l'amplificatore (fino a 3 volte in più) senza che venga introdotta un'apprezzabile distorsione dell'immagine e mantenendo nello stesso tempo la possibilità di spostare la traccia.

In fig. 1 riportiamo lo schema a blocchi. L'amplificatore è progettato tutto con stadi in controfase. Solo l'ingresso è asimmetrico (single ended) per consentire il collegamento a sorgenti di segnale asimmetriche .

Lo stadio finale fornisce un'uscita in controfrase allo scopo di poter effettuare un pilotaggio simmetrico del tubo a raggi catodici. Ciò permette di ridurre al minimo qualsiasi spostamento dovuto alla temperatura e al tempo di funzionamento e semplifica considerevolmente il problema della polarizzazione.

Per ottenere la limitazione viene usata una controreazione dipendente dalla tensione sia nello stadio pilota che in quello finale.

Descrizione del circuito

In fig. 2 riportiamo lo schema elettrico dell'amplificatore. Sono indicati i livelli delle correnti e delle tensioni. Le tensioni di alimentazione sono + 15 V, — 15 V e + 27 V. Per dare una polarizzazione adatta alle basi, tutti gli stadi sono accoppiati tra loro mediante diodi Zener. Per avere una buona stabilità in c.c. tutti gli stadi sono di tipo differenziale.

Il buon funzionamento di questo amplificatore a banda larga è assicurato grazie all'impiego nei primi stadi di coppie di transistor con controreazione alternativamente in serie e in parallelo. Il sistema di deflessione verticale del tubo a raggi catodici è pilotato simmetricamente dai collettori di TR_{16} e TR_{19}.

La sezione d'ingresso (ingresso single-ended), comprende i transistor sfasatori TR_2 e TR_3, controreazionati in serie mediante R_{11}, e i transistor preamplificatori TR_4 e TR_5 controreazionati in parallelo tra-

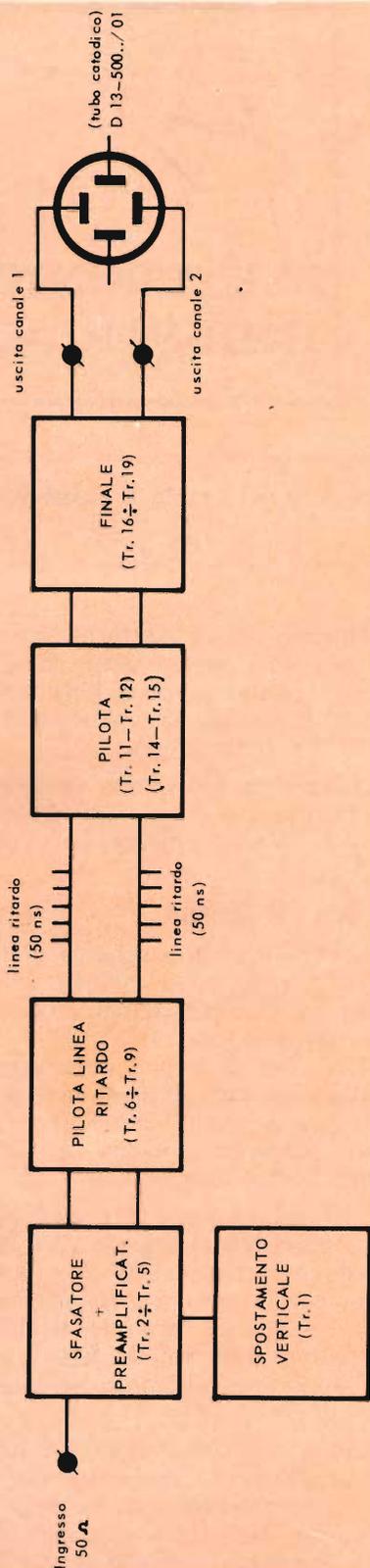



Fig. 1 - Schema a blocchi dell'amplificatore di deflessione verticale.

mite R_{19} R_{21}. I transistor che pilotano la linea di ritardo (da TR_6 a TR_9) sono disposti allo stesso modo, hanno cioè una controreazione in serie effettuata da R_{28} R_{29} ed una controreazione in parallelo effettuata da R_{36} R_{37}. Le capacità e le induttanze disperse, e cioè C_7-C_8 e L_1-L_2, sistemate nel circuito della controreazione in parallelo, servono per la correzione della frequenza. C_{13} elimina il rischio di oscillazioni sulla via di reazione in « modo comune », C_{23} serve per mettere a punto la risposta in alta frequenza.

La sezione finale (da TR_{16} a TR_{19}) è un cascode in controfase caratteristico per avere basse capacità d'ingresso e di uscita.

Il punto di lavoro in c.c. dei transistor TR_{72}, TR_{16}, TR_{15}, TR_{74} e di TR_{33}... TR_{19} viene regolato mediante i potenziometri R_{56} e R_{78} nei circuiti di base degli emitter follower TR_{10} e TR_{13} che funzionano anche da sorgenti in c.c. a bassa resistenza.

I diodi a commutazione veloce D_{10} D_{11} e D_{13} D_{14} nei circuiti di emettitore di TR_{11} e TR_{12} e TR_{17} TR_{18} assicurano una efficace limitazione introducendo una forte reazione negativa non appena viene oltrepassato un predeterminato livello di pilotaggio dell'amplificatore. Questa controreazione impedisce fenomeni di saturazione e di bloccaggio. Quest'ultime produrrebbero un indesiderabile ritardo ai due estremi della forma d'onda dell'impulso e di conseguenza si avrebbe una traccia distorta.

Le induttanze L_3 e L_4 nei collegamenti di base del cascode in controfase impediscono oscillazioni parassite.

Lo spostamento della traccia si ottiene regolando il livello c.c. alla base del transistor TR_3 mediante R_8 sul circuito di base di TR_1. Il disaccoppiamento della base di TR_3 per tutte le frequenze di lavoro si ottiene mediante C_1 in parallelo con la bassa resistenza di emettitore di TR_1.

I transistor sono montati su entrambe le facciate di un circuito stampato con superficie epossidica. Ciò allo scopo di ridurre al minimo le induttanze disperse in serie ai terminali di emettitore.

Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore di deflessione verticale.

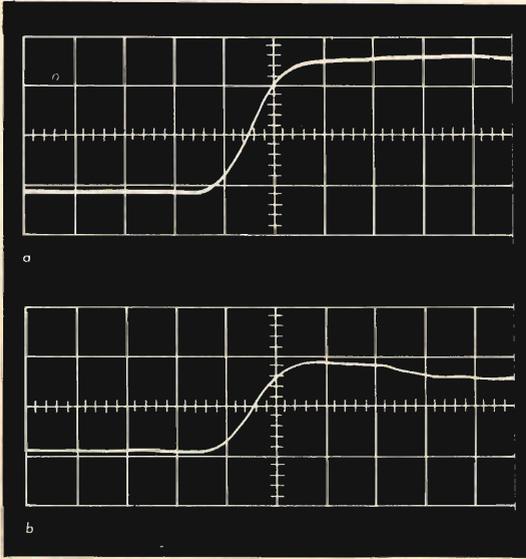



Fig. 3 - Uscita complessiva dai canali 1 e 2. Tempo di salita dell'impulso d'ingresso circa 0,1 ns. a) amplificatore con linea di ritardo; b) amplificatore senza linea di ritardo.

DATI CARATTERISTICI

Guadagno
46 dB

Larghezza di banda (a 3 dB)
0... 375 MHz con la linea di ritardo
0... 380 MHz senza la linea di ritardo (fig. 4-5)

Caduta (drop-Off)
26 dB/ottava con la linea di ritardo
25 dB/ottava senza la linea di ritardo (fig. 4-5)

Caratteristica di fase
2 °/MHz fino a 300 MHz con la linea di ritardo
3 °/MHz senza la linea di ritardo (fig. 4-5)

Resistenza d'ingresso
50 Ω (ingresso single-ended)

Sensibilità d'ingresso
10 mV/cm

Resistenza d'uscita
300 Ω tra le uscite dei canali (pilotaggio simmetrico delle placchette verticali)

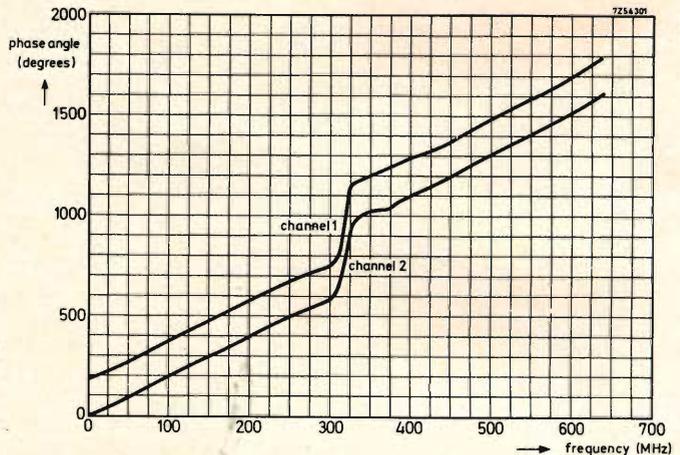
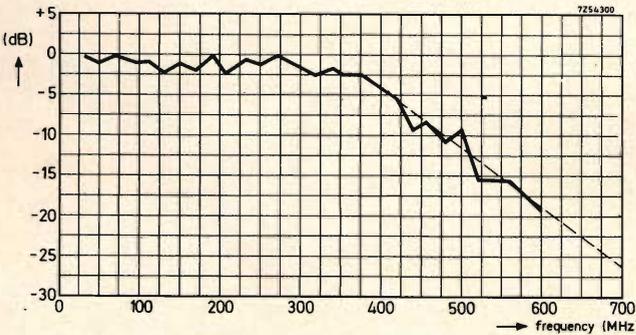



Fig. 4 - Curve di risposta della frequenza e della fase di un amplificatore con linea di ritardo.

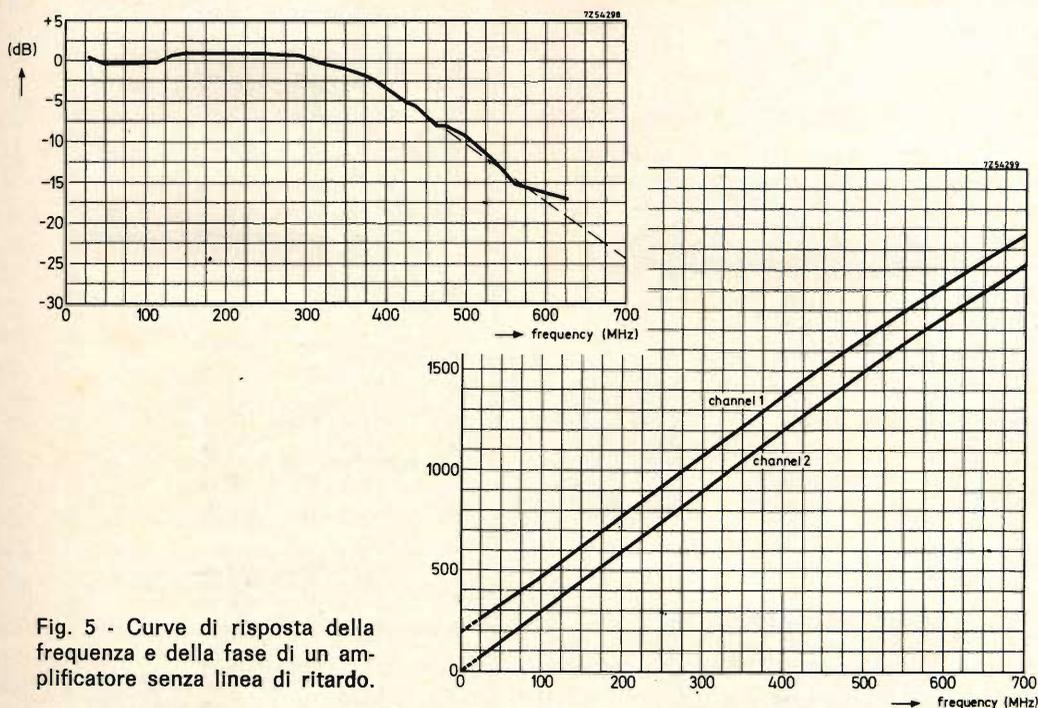



Fig. 5 - Curve di risposta della frequenza e della fase di un amplificatore senza linea di ritardo.

Tensione max d'uscita
15 Vp.p. (con aggiunto le uscite dei canali)

Tempo di salita all'uscita
circa 1 ns (fig. 3)

Mass. sovrapilotaggio consentito
tre volte, indipendente dallo spostamento della traccia (fig. 6)

Tempo di ritardo del segnale
50 ns.

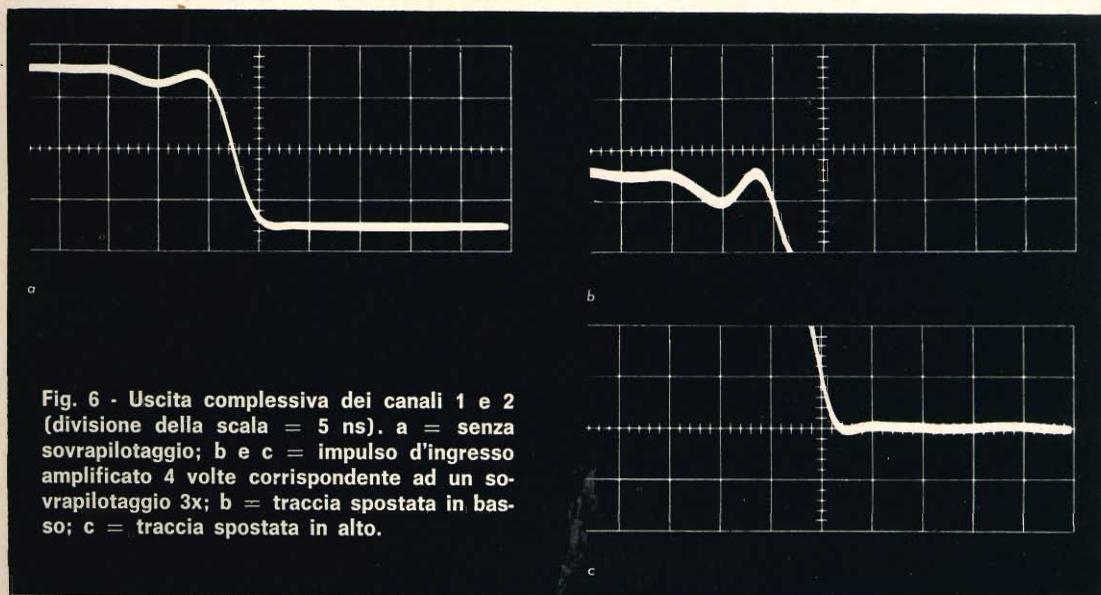



Fig. 6 - Uscita complessiva dei canali 1 e 2 (divisione della scala = 5 ns). a = senza sovrapilotaggio; b e c = impulso d'ingresso amplificato 4 volte corrispondente ad un sovrapilotaggio 3x; b = traccia spostata in basso; c = traccia spostata in alto.

Componenti usati per costruire l'amplificatore

Tutti i resistori sono del tipo a strato di carbone - ¼ W - 5% salvo diversamente specificato.

R_1 100 Ω - 5% - 1/8 W
R_2 51 Ω - 1% - 1/8 W
R_3 3 kΩ - 5% - 1/8 W
R_4 27 Ω - 5% - 1/10 W
R_6 27 Ω - 5% - 1/10 W
R_7 10 kΩ - 5% - 1/8 W
R_8 1 kΩ - pot. semifisso a carbone, lineare 10%
R_9 10 kΩ - 5% - 1/8 W
R_{11} 56 Ω - 5% - 1/8 W
R_{12} 1,1 kΩ
R_{13} 1,1 kΩ
R_{14} 680 Ω - 5% - 1/2 W
R_{16} 680 Ω - 5% - 1/2 W
R_{17} 7,5 kΩ - 5% - 1/10 W
R_{18} 7,5 kΩ - 5% - 1/10 W
R_{19} 160 Ω
R_{20} 1,1 kΩ - in parallelo con 1,1 kΩ - 5% - 1/4 W ciascuna
R_{21} 160 Ω
R_{22} 750 Ω - in parallelo con 750 Ω - 5% - 1/4 W ciascuna
R_{23} 56 Ω - 5% - 1/8 W
R_{24} 56 Ω - 5% - 1/8 W
R_{26} 270 Ω - 5% - 1/8 W
R_{27} 270 Ω - 5% - 1/8 W
R_{28} 56 Ω - 5% - 1/8 W
R_{29} 56 Ω - 5% - 1/8 W
R_{31} 1,5 kΩ
R_{32} 1,5 kΩ
R_{33} 330 Ω - 5% - 1/8 W
R_{34} 330 Ω - 5% - 1/8 W
R_{36} 300 Ω - 5% - 1/8 W
R_{37} 300 Ω - 5% - 1/8 W
R_{38} 7,5 kΩ - 5% - 1/10 W
R_{39} 7,5 kΩ - 5% - 1/10 W
R_{41} 27 Ω - 5% - 1/10 W
R_{42} 27 Ω - 5% - 1/10 W
R_{43} 1,2 kΩ - in parallelo con 1,5 kΩ - 5% - 1/2 W ciascuna
R_{44} 180 Ω
R_{46} 100 Ω - 5% - 1/8 W
R_{47} 100 Ω - 5% - 1/8 W
R_{48} 7,5 kΩ - 5% - 1/10 W
R_{49} 7,5 kΩ - 5% - 1/10 W
R_{51} 47 Ω - 5% - 1/8 W
R_{52} 47 Ω - 5% - 1/8 W
R_{53} 5,1 kΩ
R_{54} 8,2 kΩ
R_{56} 2,2 kΩ - pot. semifisso a carbone, lineare 10%
R_{57} 200 Ω
R_{58} 150 Ω
R_{59} 82 Ω
R_{61} 150 Ω
R_{62} 10 kΩ - 5% - 1/8 W
R_{63} 1,2 kΩ - 5% - 1/8 W
R_{64} 1,2 kΩ - 5% - 1/8 W
R_{66} 10 kΩ - 5% - 1/8 W
R_{67} 160 Ω
R_{68} 39 Ω - 5% - 1/10 W
R_{69} 1,3 kΩ - 5% - 1/2 W
R_{71} 1,3 kΩ - 5% - 1/2 W
R_{72} 39 Ω - 5% - 1/10 W
R_{73} 3,6 kΩ
R_{74} 68 Ω - 5% - 1/10 W
R_{76} 68 Ω - 5% - 1/10 W
R_{77} 8,2 kΩ
R_{78} 2,2 kΩ - pot. semifisso a carbone, lineare - 10%
R_{79} 68 Ω - 5% - 1/8 W
R_{81} 10 kΩ - 5% - 1/8 W
R_{82} 430 Ω - 5% - 1/2 W
R_{83} 430 Ω - 5% - 1/2 W
R_{84} 10 kΩ - 5% - 1/8 W
R_{86} 150 Ω - 1% - 1/2 W
R_{87} 150 Ω - 1% - 1/2 W

Condensatori

C_1 150 nF - policarbonato metallizzato, 20%
C_2 1 nF - passante — 20/+ 50%
C_3 1 nF - passante — 20/+ 50%
C_4 82 pF - ceramico miniatura — 2%
C_6 82 pF - ceramico miniatura — 2%
C_7 ~ 2 pF - capacità cablaggio
C_8 ~ 2 pF - capacità cablaggio
C_9 1 nF - passante — 20/+ 50%
C_{11} 1.000 µF - elettrolitico - 6,4 V - - 10/ + 50%

C_{12}	1.000 µF - elettrolitico - 6,4 V - - 10/ + 50%
C_{13}	1,4-5,5 pF - trimmer a dielettrico solido
C_{14}	1 nF - passante — 20/+ 50%
C_{16}	82 pF - ceramico miniatura - 2%
C_{17}	82 pF - ceramico miniatura - 2%
C_{18}	1 nF - passante — 20/+ 50%
C_{19}	82 pF - ceramico miniatura - 2%
C_{21}	82 pF - ceramico miniatura - 2%
C_{22}	82 pF - ceramico miniatura - 2%
C_{23}	1,8 pF - ceramico a diodo - ± 0.25 pF
C_{24}	82 pF - ceramico miniatura - 2%
C_{26}	1 nF - passante — 20/+ 50%
C_{27}	15 nF - policarbonato metallizzato - 20%
C_{28}	15 nF - policarbonato metallizzato - 20%
C_{29}	1 nF - passante — 20/+ 50%
C_{31}	1 nF - passante — 20/+ 50%
C_{32}	1 nF - passante — 20/+ 50%
L_1, L_2	11 nH - 15 mm di filo dei terminali dei resistori
L_3, L_4	perlina FXC 412 020 31051
L_5, L_6	8 nH - induttanza cablaggio
LN_1, LN_2	linea di ritardo « Microdot », cavo coassiale 93 Ω - 50 ns tempo ritardo segnale

TR_1	BC107
da TR_2 a TR_9	BFY90
TR_{10}	BSY39
TR_{11}, TR_{12}	BFY90
TR_{13}	BSY39
TR_{14}, TR_{15}	BFY90
da TR_{16} a TR_{19}	BFW30
da D_1 a D_4	BZY88-C4V3
D_5	BZY88-C4V3
D_6	BZY88-C4V3
D_7	BZY88-C4V7
D_8	BZY88-C4V7
D_9	BZY94-10 oppure BZY88-C10
D_{10}, D_{11}	OPF56 oppure BAX13
D_{12}	BZY94-C10 oppure BZY88-C10
D_{13}, D_{14}	OPF56 oppure BAX13

Bibliografia

(1) Journ. Brit. I.R.E., Febr. 1963, pp. 127-144, Cherry, E. M. **An engineering approach to the design of transistor feedback amplifiers.**

(2) Proc. I.E.E., Feb. 1963, pp. 375-389, Cherry, Hooper. **The design of wide-band transistor feedback amplifiers.**

(Da « Note di Applicazione » Philips)

LA TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI A COLORI

TELEVISIONE A COLORI

II Parte

Viene illustrata l'idea che sta alla base della compensazione del PAL semplice. In seguito verranno illustrati in dettaglio i problemi riguardanti il PAL semplice.

Abbiamo descritto nella prima parte la modulazione in quadratura ed abbiamo visto che il vettore che rappresenta il segnale di crominanza nel passare da 0° a 360° è in grado di trasportare tutti i colori esistenti in natura. Da questo fatto si trae la conseguenza che **ad ogni valore di angolo di questo vettore corrisponde un determinato colore. Parimenti abbiamo visto che la maggiore o minore lunghezza di questo vettore rappresenta una maggiore o minore saturazione del colore trasmesso.**

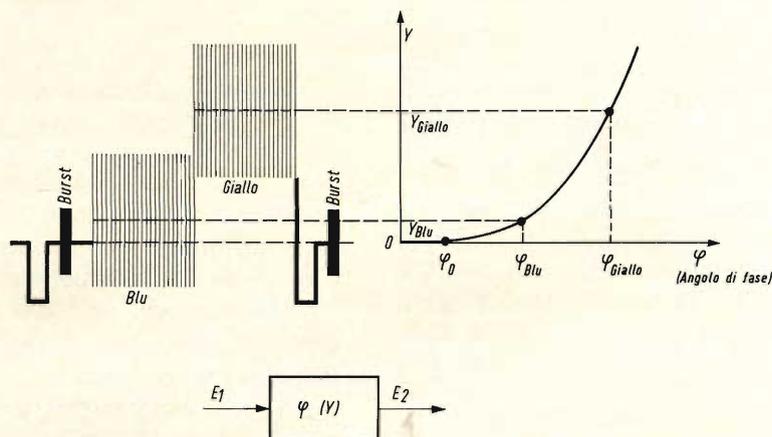



Fig. 11 - Origine degli errori di fase differenziali. Questi sono dovuti ai differenti livelli del segnale di luminanza ed al fatto che le curve caratteristiche non hanno un andamento lineare.

Errori di fase differenziale

Ritornando al valore dell'angolo di fase del vettore, è evidente che il colore riprodotto sullo schermo del ricevitore corrisponderà al colore ripreso solo nel caso in cui l'angolo con cui il vettore del segnale di crominanza si presenta ai due demodulatori sincroni del ricevitore risulti uguale all'angolo che questo vettore aveva **al momento in cui era partito dal trasmettitore.**

Abbiamo visto che il segnale di crominanza viene messo a cavallo del segnale di luminanza. Questo stato di cose

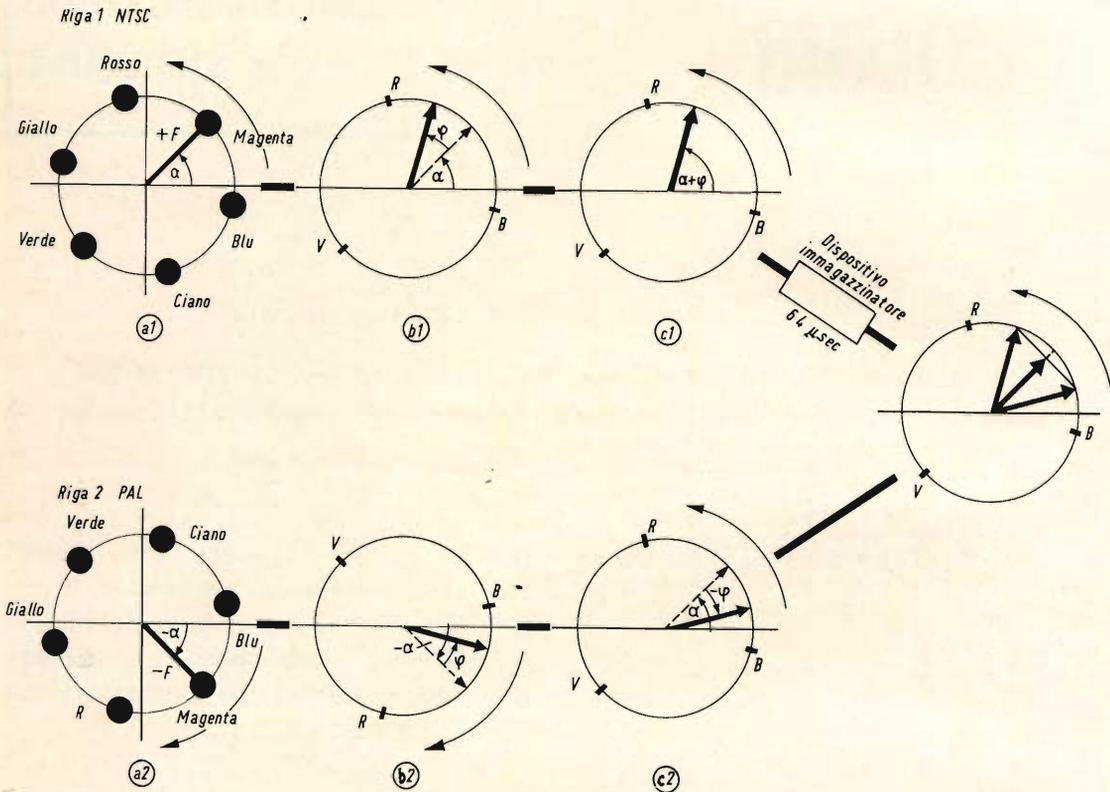



Fig. 12 - Errori di tinta prodotti da errori di fase del segnale di crominanza illustrati mediante l'orologio del colore.

non contribuisce certo a realizzare la condizione in precedenza stabilita per un'esatta riproduzione del colore. Ciò per il fatto che le curve dei dispositivi amplificatori non hanno un andamento lineare ed il segnale di crominanza, proprio per essere posto a cavallo del segnale di luminanza viene a trovarsi per i vari colori in punti di caratteristica a differente pendenza. Ciò produce differenti valori di amplificazione per i vari colori, e cioè un guadagno **differenziale.** Guadagno differenziale significa a sua volta **differente spostamento di fase per i vari colori.** Conclusione: il segnale di crominanza **per un dato colore** subirà una certa variazione di fase e **per un altro colore** tale variazione di fase sarà diversa. In questo consistono i cosiddetti errori differenziali del segnale di crominanza. La fig. 11 indica appunto come possono avere origine questi errori di fase differenziale.

Concretizzando questo stato di cose sull'orologio del colore (fig. 12) vediamo che se il vettore di un dato colore (nel nostro caso del colore magenta) « parte » dal trasmettitore con un dato angolo di fase (angolo di fase α) ma per i suddetti motivi (errore di fase) si presenta ai demodulatori sincroni con un angolo $\alpha + \varphi$ il colore riprodotto sullo schermo del ricevitore non sarà più mamenta ma, come risulta dall'orologio del colore, tenderà fortemente al rosso. Vettori di altri colori, soggetti ad errori di fase, riprodurranno corrispondenti colori sbagliati.

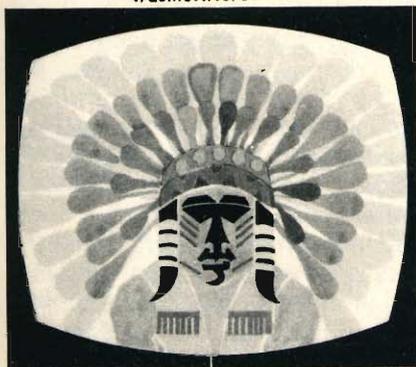
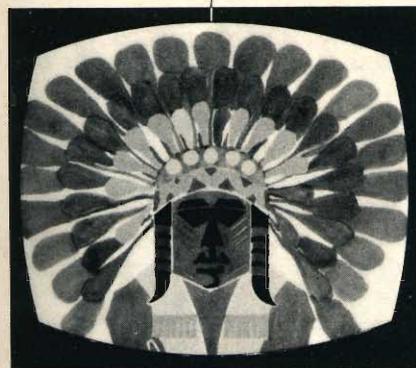
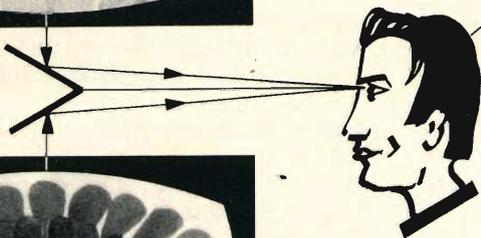



Fig. 13 - Mescolazione sul fondo della retina di due immagini con errori di colori completamentari rispetto al vero colore trasmesso. La media ottica di questi due colori sbagliati in senso complementare ci dà la sensazione di vedere il vero colore ripreso dalla telecamera (PAL semplice).

Compensazione dell'errore di fase differenziale

Questo inconveniente è caratteristico del sistema NTSC. È possibile eliminarlo? Mantenendo la modulazione in quadratura NTSC, la risposta è no. Come può allora essere compensato, pur essendo presente e mantenendo la modulazione in quadratura? Facciamo questa supposizione: Supponiamo cioè che vicino al nostro trasmettitore ce ne sia un altro che riprenda lo stesso colore, ma che abbia un sistema di modulazione in quadratura per cui i colori del suo orologio del colore risultino come ribaltati rispetto all'asse di modulazione + U/ — U. Questo sistema di modulazione in quadratura modificato chiamiamolo NTSC*. Il ribaltamento dei colori rispetto all'asse

+ U/ — U è stato effettuato cambiando l'asse di modulazione da + jV in — jV. I colori come si può vedere si susseguono sempre nello stesso ordine (magenta, rosso, giallo, ecc.). Solo l'angolo del vettore che nel nostro caso è α è diventato — α (fig. 12).

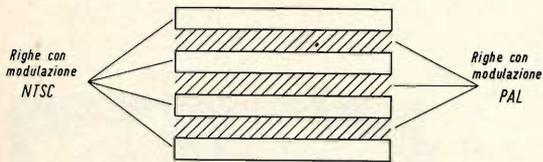



Fig. 14 - PAL semplice. Una riga contiene il colore sbagliato NTSC, quella successiva contiene il colore sbagliato NTSC*. Da questo interlaccio di colori sbagliati in senso complementare l'occhio ricava il vero colore trasmesso.

Supponiamo che anche il vettore di questo secondo trasmettitore subisca durante il tragitto trasmettitore - ricevitore lo stesso errore di fase **positivo** $\varphi = 30°$. E' facile vedere come questo vettore in seguito all'errore di fase risulterà spostato verso il blu. **L'alterazione del colore riprodotto sarà in questo caso complementare all'alterazione del colore prodotta dal vero trasmettitore NTSC.** Il colore magenta trasmesso dal vero NTSC appariva (a causa dell'errore di fase) rosso; trasmesso dall'NTSC* modificato appariva di un colore tendente al blu.

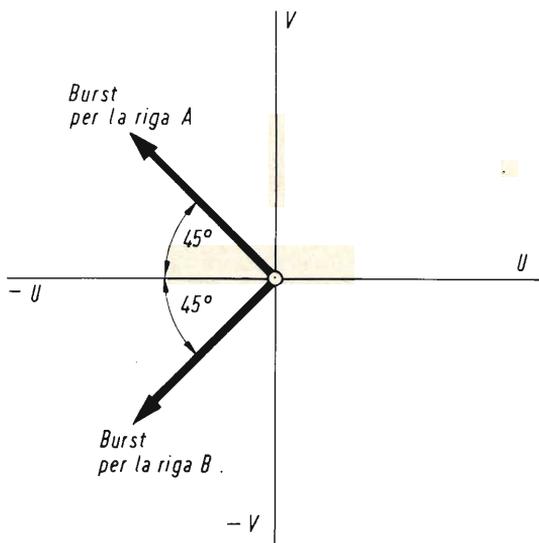
Fig. 15 - Segnale di sincronismo per il commutatore PAL.

Continuiamo nella nostra ipotesi. Supponiamo di osservare gli schermi di questi due ricevitori (uno che riproduce un magenta tendente al rosso e l'altro che riproduce un magenta tendente al blu) con quei tipi di occhiali che servono a vedere immagini in rilievo (occhiali stereoscopici) (fig. 13). Questi occhiali permetteranno di sovrapporre queste due immagini una sopra l'altra nella retina. L'occhio farà allora **la media** di questi due differenti colori e in base alla legge della mescolazione additiva della colorimetria avrà la sensazione di vedere un colore magenta, e quindi il colore originariamente trasmesso. Lo vedrà un po' sbiadito, segno che in questo processo compensativo è intervenuta una certa desaturazione del colore originale. Desaturazione che dipenderà dall'entità dell'errore di fase dei due segnali di crominanza.

Come riunire le immagini dei due schermi in un unico schermo

Cerchiamo ora di vedere come sia possibile osservare queste **due** immagini sullo schermo di **un solo cinescopio.** Innanzitutto dobbiamo tener presente questa importante caratteristica del nostro occhio: i differenti colori di due punti posti uno accanto all'altro, osservati da una certa distanza tendono a mescolarsi. Questa particolarità dell'occhio è stata sfruttata da pittori come **Delacroix** e **Van Gogh.** Sappiamo inoltre che il dettaglio di una data immagine dipende dall'informazione di luminanza. Da quanto detto sopra possiamo pertanto dedurre quanto segue: è possibile mescolare l'**informazione di colore** di due righe successive nel tempo senza che venga persa molta definizione verticale purchè rimanga sempre in evidenza l'**informazione di luminanza** di queste due righe.

Tenendo presente questi presupposti siamo ora in grado di risolvere il problema che ci eravamo posti e cioè quello di riunire le nostre due immagini con co-

lori **sbagliati in senso complementare** sullo schermo di un solo cinescopio. Basterà in questo unico schermo alternare una riga presa dall'immagine con colori sbagliati NTSC con una riga presa dall'immagine con colori sbagliati NTSC*. Le due immagini verranno in questo caso mescolate **riga per riga** su questo unico schermo (fig. 14). L'occhio infine mescolerà i colori sbagliati di due righe vicine appartenenti alle due primitive immagini con il risultato che avrà la sensazione di vedere il vero colore ripreso, naturalmente, se l'errore di fase non è troppo grande.

Questo sistema molto semplice di compensare gli errori di fase del segnale di crominanza viene chiamato PAL semplice. PAL significa **« Phase Alternation Line ». Righe con fase alterna** nel senso che la portante modulata dal segnale V, e cioè F_{jV} — una componente della modulazione in quadratura — viene cambiata di polarità (e cioè di 180°) **da una riga all'altra.**

E' opportuno che per « lavorare » il segnale del colore della riga NTSC e della riga PAL possa essere usato uno stesso circuito. Sarà quindi necessario **in ricezione** ribaltare di nuovo il vettore del colore (fig. 12) della riga PAL. Ciò potrà essere fatto da un commutatore elettronico che riporterà durante la riga PAL, l'asse di modulazione da — jV a + jV. E' evidente anche che per individuare la riga (precisamente la riga PAL) nella quale deve essere fatto questo ribaltamento il trasmettitore dovrà inviare **un segnale di sincronismo** a questo commutatore. Questo segnale di sincronismo è stato associato al burst che nel PAL ha anch'esso una fase alternata (fig. 15).

L. Cascianini

GIRADISCHI E REGISTRATORI A NASTRO

33 VOCABOLI UTILI

ITALIANO	INGLESE	FRANCESE	TEDESCO
Altoparlante	Loudspeaker	Haut-parleur	Lautsprecher
Amplificatore	Amplifier	Amplificateur	Verstarker
Argano	Capstan	Cabestan	Tonwelle
Avanti	Start	Marche	Start
Avvolgere	Wind	Bobinage AV	Schnelle Vorlauf
Cartuccia	Cartridge	Cellule phonocaptatrice	Tonabnehmer
Corrente	Current	Courant	Ström
Distorsione	Distorsion	Distorsion	Klirrfactor
Entrata	Input	Entrée	Eingang
Flutter (tremito)	Flutter	Scintillement	Zittern
Giradischi	Record player	Tourne-disques	Plattenspieler
Lettura (ascolto)	Play o Playback	Lecture	Wiedergabe
Massa	Ground	Masse	Châssis
Nastro magnetico	Tape	Bande magnétique	Tonband
Pausa	Pause	Pause	Schnellstop
Polarizzazione	Bias	Prémagnétisation	Vormagnetisierung
Preamplificatore	Preamplifier	Préamplificateur	Vorverstärker
Pressore	Pink roller	Presseur	Andruckrolle
Registratore a nastro	Tape Recorder	Magnétophone	Tonbandgerät
Registrazione	Recording	Enregistrement	Aufnahme
Resistore	Resistor	Résistance	Widerstand
Rete	Line	Secteur	Netz
Riavvolgimento	Rewind	Bobinage AR	Schnelle Rücklauf
Rumble (rombo)	Rumble	Ronflement	Fremdspannungsabstand
Stop o Alt	Stop	Arrêt	Stop o Halt
Tensione	Voltage	Tension	Spannung
Testina cancellatrice	Erase head	Tête d'effacement	Löschkopf
Testina di lettura	Playback head	Tête di lecture	Sprechkopf
Testina di registrazione	Record head	Tête d'enregistrement	Hörkopf
Traferro	Gap	Entrefer	Spaltbreite
Uscita	Output	Sortie	Ausgang
Volano	Flying wheel	Volant	Schwungmasse
Wow (ululato)	Wow	Pleurage	Gleichaufschankungen

Descriviamo in questo articolo i principi fondamentali su cui si basa la trasmissione e la relativa ricezione di segnali radio attuata per mezzo di circuiti rivelatori o demulatori.

L'ABC DELLA ELETTRONICA

trasmissione e ricezione

Tra le applicazioni più note dei diodi c'è senza dubbio la rivelazione chiamata anche discriminazione e domodulazione. Infatti è indispensabile equipaggiare ogni radioricevitore o televisore di un circuito rivelatore; questo dispositivo serve ad estrarre la modulazione di bassa frequenza o di video frequenza dal segnale di alta frequenza modulato ricevuto dall'antenna e in un secondo tempo amplificato prima di essere applicato al rivelatore.

Riassumendo si può dire che il compito del rivelatore è quello di estrarre dal segnale di alta frequenza modulato, il segnale modulante; questo può essere il segnale di bassa frequenza nei ricevitori radio e nei televisori e il segnale di video frequenza nei ricevitori televisivi in bianco e nero e a colori.

Prima di iniziare la trattazione dei rivelatori, è necessario dare qualche spiegazione sui dispositivi di trasmissione o generatori modulati.

Sistema di trasmissione

La funzione essenziale di un trasmettitore radio o TV è quella di trasmettere attraverso le onde una « informazione » per esempio un segnale BF che rappresenta della musica o delle parole o un rumore, oppure un segnale a video frequenza (VF) che rappresenta la successione della luminosità dei punti di una immagine ecc.

Un segnale di BF o VF non può essere trasmesso da un trasmettitore che per mezzo delle onde. A questo si fa come supporto un segnale RF, dunque di frequenza elevata, che potrà essere trasmesso dall'antenna del trasmettitore a quella del ricevitore. Questo segnale RF è accordato.

In fig. 1 è riportato lo schema molto semplificato di un insieme di trasmissione.

Il blocco A rappresenta la sorgente di alimentazione delle altre parti, dunque la sorgente primaria può essere la rete, una serie di batterie oppure un generatore.

Il blocco TR rappresenta il trasduttore; questo è l'elemento che trasforma in energia elettrica, sotto forma di segnale BF o VF, l'energia che rappresenta l'informazione da trasmettere.

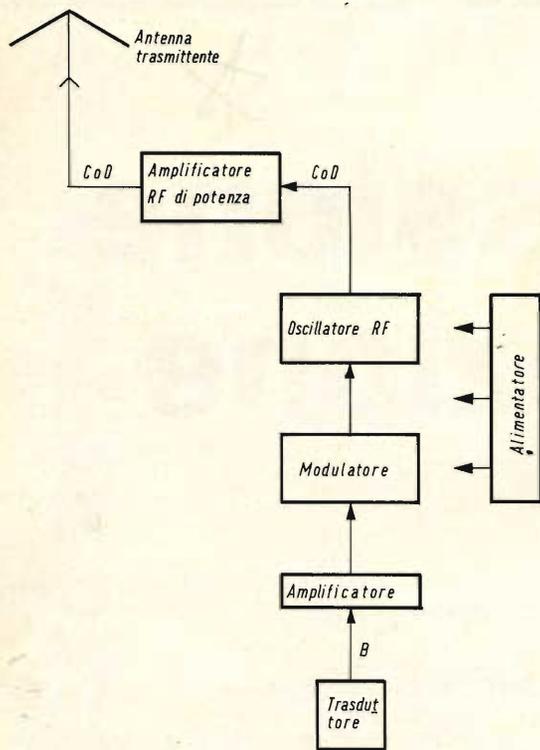



Fig. 1 - Schema a blocchi semplificato di un circuito trasmettitore.

Così a titolo d'esempio, per trasmettere la registrazione effettuata su un disco, si utilizza un pick-up, il quale darà un segnale di bassa frequenza. Allo stesso modo per trasmettere una immagine TV, si utilizza una telecamera che, dopo dei processi piuttosto complicati, da un segnale VF.

Il pick-up e la telecamera sono dei trasduttori che forniscono il segnale elettrico modulante. Questo segnale viene amplificato da un circuito amplificatore; il segnale all'uscita dell'amplificatore viene applicato al circuito modulatore associato allo oscillatore RF.

In assenza di modulazione, l'oscillatore fornirà all'uscita un segnale RF sinusoidale come quello rappresentato in fig. 2a dove in ordinata è rappresentata l'ampiezza e in ascissa il tempo. Il periodo di questo segnale è T e di conseguenza, la frequenza f_h è uguale a 1/T. Si avrà così sempre $f_h T = 1$. Il segnale BF o VF può avere qualsiasi forma, l'ampiezza può variare in funzione dei tempi, in qualsiasi modo secondo la natura della informazione trasmessa.

Supponiamo, per semplificare la cosa, che questo segnale sia di forma sinusoidale. Si fa in modo che la sua frequenza f_b sia molto minore di quella del segnale RF vale a dire f_h:

$$f_b < f_h$$

In fig. 2b è rappresentato un segnale modulante sinusoidale. Quando questo segnale viene introdotto sul suo supporto, il segnale RF, non si presenta più sotto la sua forma (a) di sinusoide regolare ma sotto delle altre forme come (c) o (d) che sono le più usate.

La forma (c) del segnale RF (a) modulato dal segnale modulante (b) è quello di un segnale RF modulato in ampiezza, termine perfettamente giustificato, perchè si vede che le sommità superiore e inferiore dei bracci delle sinusoidi del segnale eRF puro o non modulato (a), non sono tangenti a due curve chiamate inviluppo superiore e inviluppo inferiore aventi esattamente la forma del segnale modulante (b).

Nel caso questo segnale (b) avesse un'altra forma diversa dalla sinusoidale, i due inviluppi avranno anch'essi questa forma; quella dell'inviluppo inferiore sarà simmetrica a quella dell'inviluppo superiore, rispetto all'asse dei tempi.

In fig. 2d è raffigurato il segnale modulato in frequenza dal segnale (b). Nel segnale RF modulato in ampiezza, segnale C, gli scartamenti della sinusoide sono sempre uguali, in quanto il periodo in RF

è costante e uguale a T, ma la ampiezza massima (sommità) varia come quella del segnale BF. Quando il segnale (b) deve modulare il segnale (a), in frequenza l'ampiezza del segnale ottenuto rappresentato in d), fig. 2 è costante.

Al contrario, la frequenza del segnale RF è modificata al ritmo di quella del segnale BF.

In fig. 2d di questo segnale modulato in frequenza (FM), la variazione di frequenza è messa in evidenza con lo scartamento variabile dei rami della sinusoide. Il periodo T non è più costante, esso varia fra due valori. In effetti, si vede che quando l'ampiezza del segnale BF è massima, il segnale RF ha una frequenza massima. T è il suo valore più basso mentre quando il segnale BF è di ampiezza minima, somma delle alternanze negative, f_h ha un valore minimo e il periodo è il più grande. Si può vedere così che il periodo T del segnale BF è messo in evidenza sulla fig. 2d) del segnale RF a FM per il fatto che T' è il tempo corrispondente alla differenza dei tempi t_o e t_1 per il quale i periodi T, istantanei, del segnale RF hanno lo stesso valore.

Finalmente quando il segnale RF è modulato in modo qualunque specialmente in ampiezza (AM) o in frequenza (FM), è trasmesso dall'oscillatore all'amplificatore RF di potenza. Il segnale RF modulato arriva finalmente alla antenna trasmittente.

Questo segnale è caratterizzato in modo speciale da:

1) La frequenza f_h del segnale « portante » RF;

2) La potenza in watt dissipata nello spazio dall'antenna trasmittente;

3) Il processo di modulazione, per esempio AM (radio, video TV ecc) oppure FM (radio a modulazione di frequenza, circuiti di crominanza, suono TV in certi paesi);

4) Le caratteristiche generali del segnale modulante, per esempio segnali di bassa frequenza in cui la frequenza f_b più elevata è di 4, 5, 6 o anche 10 MHz.

Quando il segnale RF modulato è trasmesso nello spazio per mezzo dell'antenna trasmittente, esso può essere captato, se le condizioni sono soddisfacenti, da un'antenna di ricezione adatta al ricevitore.

Prima di iniziare la spiegazione di questi rivelatori, è bene conoscere la composizione generale dei ricevitori.

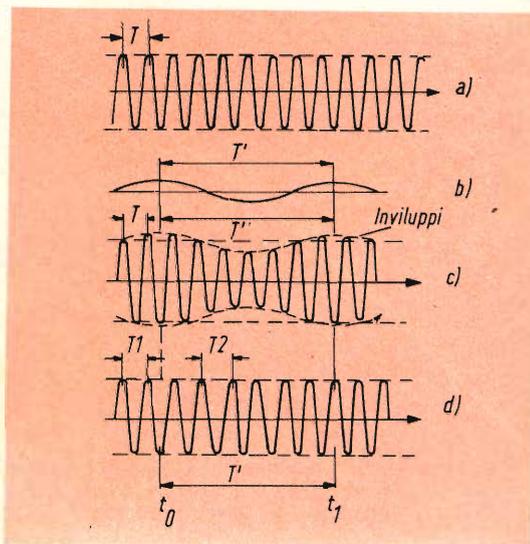



Fig. 2 - Forme d'onda di segnali erogati dal trasmettitore.

I ricevitori

In questo articolo questo soggetto verrà trattato in modo molto rapido e dunque incompleto.

La composizione essenziale di un ricevitore può essere quella di uno dei casi di fig. 3, ma ne esistono altri come per esempio quelli di fig. 3c.

In fig. 3a si ha un ricevitore semplice formato da un circuito rivelatore seguito dall'amplificatore di bassa frequenza e dal riproduttore.

Sull'antenna il segnale ha la forma d'onda di fig. 2c o 2d a seconda che il segnale RF captato sia a modulazione di ampiezza o a modulazione di frequenza.

Il circuito rivelatore come si dirà in un secondo tempo, ha il compito di demodulare il segnale RF allo scopo di estrarre il segnale modulante (B). Ne risulta che

all'uscita del rivelatore il segnale ha la forma (b) vale a dire una forma qualsiasi come si è detto in precedenza in cui un caso particolare è la forma sinusoidale di fig. 2.

Dopo l'amplificazione attuata per mezzo di un amplificatore di bassa frequenza, il segnale che ha la stessa forma di quella fornita dal trasduttore (fig. 1) è applicato al riproduttore.

Questo come tutti sanno è un altoparlante nel caso dei radioricevitori mentre nel caso di televisori sarà il cinescopio e per certi apparecchi speciali si potrà trovare un riproduttore diverso, per esempio un pick-up, una testina di registratore e quindi in generale un trasduttore d'energia.

Passiamo ora al ricevitore di fig. 3b. Questo schema a blocchi non differisce dal precedente che per l'amplificatore RF posto prima del rivelatore e che amplifica il segnale fornito dall'antenna prima che questo venga applicato al rivelatore.

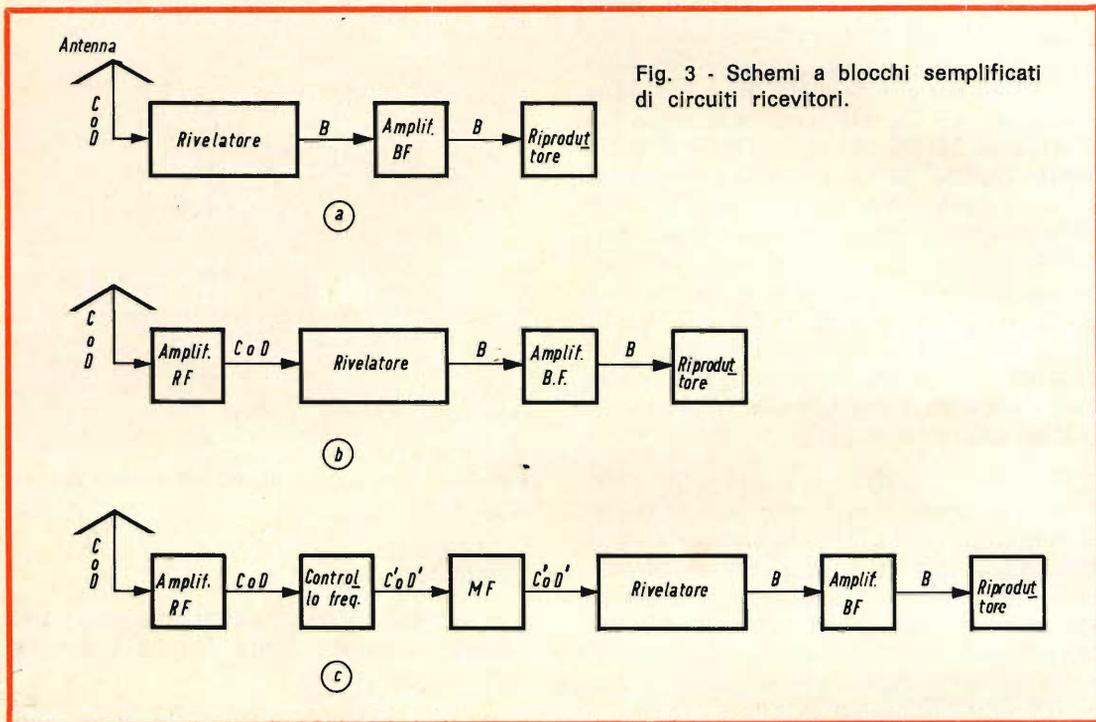



Fig. 3 - Schemi a blocchi semplificati di circuiti ricevitori.

I ricevitori aventi la composizione schematica di fig. 3b vengono chiamati ricevitori ad amplificazione diretta in cui il ricevitore a) è un caso particolare in quanto manca l'amplificatore RF.

Prima di passare al ricevitore di fig. 3c, che è un ricevitore a cambiamento di frequenza o supereterodina diamo ancora qualche dettaglio sulla forma dei segnali.

Il segnale di fig. 2a, RF non modulato, è alla frequenza $f_h = 200$ MHz. Il segnale modulante (b) reale può essere considerato come una somma di un numero elevato di segnali sinusoidali aventi delle frequenze differenti: f_{b1}, f_{b2} ... f_{bn} di valore crescente, per esempio $f_{b1} = 50$ Hz ... $f_{bn} = 10$ MHz (nel caso di un segnale a video frequenza).

Per poter realizzare la modulazione del segnale RF, si fa in modo che il segnale modulante sia inferiore di due volte almeno alla frequenza f_h. Nel nostro esempio si ha $f_h = 200$ MHz e $f_{bn} = 10$ MHz ciò che da un rapporto di $200/10 = 200$ volte.

Circuito supereterodina

In questo caso, fig. 3c, si ritrova ancora l'antenna e l'amplificatore RF del circuito precedente, con i segnali **c** o **d** alla

frequenza f_h. Il circuito seguente non è più il rivelatore ma un circuito per il cambio della frequenza, il quale riceve un segnale anch'esso a RF chiamato media frequenza o frequenza intermedia MF o FI, che viene modulato allo stesso modo del segnale RF d'ingresso.

Il secondo segnale RF è chiamato MF o FI per distinguerlo dal primo nel quadro dei segnali che si producono nei ricevitori considerati.

In fig. 4 sono riportati i seguenti segnali:

a) un segnale modulante come quello di fig. 2b, per esempio un segnale VF sinusoidale alla frequenza $f_b = 10$ MHz.

b) supponiamo che si tratti di modulazione d'ampiezza, un segnale RF alla frequenza f_h (per esempio $f_h = 200$ MHz) modulato da questo segnale f_b. Gli inviluppi riproducono il segnale f_b. Il periodo di f_h è $T_H = 1/f_h$ ed è uguale per esempio alla « distanza » (in unità di tempo) fra due sommità consecutive. Dopo il cambiamento di frequenza, il segnale modulante resta lo stesso.

c) forma del segnale MF o FI alla frequenza f_m differente di f_n. I periodi sono T_M al posto di T_H ma gli inviluppi sono identici nei segnali RF o MF.

In pratica si potrà avere:

$$f_h > f_m \quad \text{oppure} \quad f_h < f_m$$

Nel nostro esempio, in fig. 4c, si vede che $T_M > T_H$ dunque $f_m < f_h$. Questo è un caso molto frequente ma l'altro caso è anch'esso molto diffuso. Così, nei radioricevitori normali, f_h può essere di 200 kHz e f_m di 465 kHz per la media frequenza.

Nel primo esempio si è indicato $f_n = 200$ MHz e si può trovare $f_m = 30$ MHz; valori di quest'ordine vengono spesso usati in televisione.

Ritorniamo ora alla fig. 3c. Dopo il cambiamento di frequenza il segnale MF si presenta come è indicato in precedenza e può essere chiamato c' e d'. Si ritrova amplificato prima del rivelatore. Dopo la demodulazione, il segnale è del tipo B ed è tratteggiato come nel circuito precedente.

Si è così richiamato il nuovo dispositivo adatto al cambiamento della frequenza o modulatore. Questo circuito verrà trattato in seguito in quanto nel nostro articolo tratteremo dei circuiti rivelatori o demodulatori.

Rivelatori o demodulatori

La parola rivelatore o demodulatore è valida qualunque sia il sistema di modulazione (AM o FM) del segnale RF per il segnale modulante.

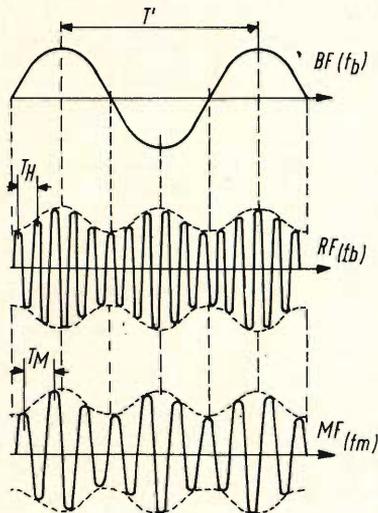



Fig. 4 - Forme d'onda di segnali sui ricevitori.

Quando la modulazione viene effettuata in frequenza, il circuito rivelatore o demodulatore è chiamato anche discriminatore, termine che non si applica alla rivelazione AM ma solo alla FM.

Esiste un numero elevato di demodulatori AM e FM ma qualunque sia la loro configurazione essi hanno tutti la stessa funzione.

Essi ricevono il segnale RF o MF modulato da un precedente qualunque e poi forniscono il segnale modulante.

I demodulatori possono utilizzare uno o due diodi e così sia per la demodulazione AM che per la FM.

Nel caso più frequente, tuttavia, si trovano dei rivelatori AM a un diodo e dei rivelatori FM a due diodi.

Rivelatore AM

Il segnale applicato ha la forma d'onda di fig. 2c e il segnale fornito quella di fig. 2b. Un circuito rivelatore AM a diodo è riportato nello schema di fig. 5a, nel quale il diodo D è collegato con l'anodo A verso l'ingresso e il catodo K verso l'uscita.

Nel circuito seguente, la disposizione degli elementi è la stessa tranne che il diodo D è orientato con il catodo verso l'ingresso e l'anodo verso l'uscita.

Il circuito di queste due varianti comprende un trasformatore T che trasmette al rivelatore il segnale alla frequenza f_h (circuiti a e b di fig. 3) o il segnale alla frequenza f_m (circuito variatore di frequenza di fig. 3 C). Il diodo funziona in modo molto similie a un diodo raddrizzatore monoalternanza. Nel caso del circuito di fig. 5a con uscita sul catodo k, il diodo non lascia passare che la parte positiva del segnale RF modulato, perchè è questo che rende l'anodo positivo rispetto al catodo, dunque rende il diodo conduttore.

Fig. 5 - Schemi elettrici di circuiti rivelatori o demodulatori.

Fig. 6 - Forme d'onda di segnali sui rivelatori.

In fig. 6 sono riportate le forme d'onda dei segnali che si hanno in un circuito rivelatore come quelle di fig. 5a.

In fig. 6a è stato riprodotto un segnale RF o MF modulato in ampiezza da un segnale modulante sul quale si vedono i due inviluppi che racchiudono la sommità del segnale RF o MF.

Se passano solamente le alternanze superiori del segnale come nel caso del circuito di fig. 5a, si deve ottenere all'uscita di questo rivelatore, ai capi della resistenza R, la metà superiore del segnale a, ciò che dà il segnale b di fig. 6 composto sempre da un segnale RF racchiuso dall'inviluppo superiore.

Questo segnale si ottiene nel caso venga tralasciata la capacità C indicata sullo schema.

Il segnale RF o MF deve tuttavia essere eliminato; per ottenere questo risul-

NON SCARICATEMI LE BATTERIE!

io TAPE AMPLI RECORD ho l'alimentatore incorporato

SONO INDISPENSABILE AL REGISTRATORE PHILIPS EL 3302 PERCHÈ DONO ALLA SUA VOCE UNA POTENZA MAGGIORE

QUESTA È LA MIA MEMORIA; INFATTI QUI RACCHIUDO TUTTO QUELLO CHE HO REGISTRATO

IL MIO NUMERO DI MATRICOLA È ZZ/0996-00 IO SONO ESTREMAMENTE DOCILE AI VOSTRI COMANDI E QUANDO AVETE BISOGNO CHE IO ASCOLTI O COMUNICHI CON VOI NON AVETE CHE AZIONARE QUESTO PULSANTE

tato, si deve fare in modo che ai capi della resistenza R, si produca un cortocircuito per il segnale RF che entra nella composizione del segnale B.

Si abbia per esempio R = 10 kΩ e la frequenza f_h del segnale RF o MF sia 30 MHz.

Se si collega una capacità C ai capi della resistenza si fa in modo che la resistenza di C alla frequenza f = 30 MHz sia molto piccola rispetto al valore di 10 kΩ della resistenza R. Prendiamo per esempio 100Ω come valore della reattanza X_c della capacità C:

$$\text{Si ha } X_c = \frac{1}{2\pi fC} = 100\,\Omega$$

dove:

$f = 30 \cdot 10^6$ Hz

$2\pi = 6{,}28$

C = valore in farad

Dall'espressione precedente si ricava:

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} \simeq 50 \text{ pF}$$

Questo valore si può aumentare o diminuire secondo il genere del segnale modulante, fra due limiti, per esempio 5 pF (questo corrisponde a X_c = 1.000 Ω) e 500 pF (X_c = 10 Ω).

Grazie alla capacità C, il segnale è derivato verso massa e non resta che il segnale rappresentato in fig. 6c che si compone di due parti, una componente continua di tensione E_c come nei circuiti raddrizzatori e una componente variabile e_b che non è altro che il segnale modulante.

Introduciamo ancora nel circuito rivelatore un condensatore C_1 di valore sufficiente (fra 5.000 pF e 25 μF) secondo il caso. Esso lascerà passare il segnale variabile E_A, vale a dire il segnale modulante ma bloccherà la componente continua E_c. Ai capi di uscita del rivelatore, si potrà ricostruire il solo segnale e_b che è indicato in fig. 6 nel caso in cui sarà sinusoidale.

Il circuito di fig. 5b dà gli stessi risultati ma si hanno anche le alternanze negative.

Il circuito di fig. 5c è un rivelatore bialternanza. Siccome i catodi sono in uscita, la forma dei segnali è identica a quella di fig. 6.

(Da « **Le Haut-Parleur** » 1161)

La Philips e la Fokker hanno dato il via ad uno studio per la progettazione del primo satellite olandese. La Fokker si occupa del progetto relativo alla costruzione del veicolo spaziale, la Philips delle apparecchiature elettroniche: lo studio dei sistemi verrà effettuato da entrambi. Astronomi olandesi sono inoltre impegnati nella progettazione degli apparecchi scientifici che il satellite porterà a bordo.

Si prevede che lo studio sarà completato nel giro di un anno e alla sua conclusione sarà presentato agli organi governativi un rapporto che comprenderà la progettazione tecnica dettagliata ed una previsione di spesa per la realizzazione del satellite, oltre a precise proposte per la parte organizzativa. Sulla base di questo rapporto il Governo deciderà circa la costruzione del satellite.

Lo studio del progetto è sovvenzionato dal Governo olandese che si è impegnato a sostenere metà dei costi complessivi sino ad un massimo di circa cento milioni di lire italiane. Lo stanziamento del contributo è stato recentemente annunziato in via ufficiale nel corso di una riunione cui hanno partecipato i rappresentanti delle organizzazioni e degli enti interessati.

Il satellite allo studio, proposto al Governo olandese sin dal 1966, porterà a bordo apparecchiature per la misurazione di quelle radiazioni X ed ultraviolette emesse dai corpi celesti che non raggiungono la superficie terrestre. Gli strumenti di misurazione relativi saranno progettati da scienziati olandesi.

I CIRCUITI INTEGRATI LINEARI

NUOVI COMPONENTI

1ª Parte

Presentiamo una gamma di circuiti integrati lineari messi oggi a disposizione dei costruttori di radioricevitori, televisori e amplificatori di bassa frequenza.

I pregi e i vantaggi tecnici offerti dai circuiti integrati sono universalmente noti: primo fra tutti l'ingombro che con la tecnica dell'integrazione non è più un problema. Ma più che l'ingombro sono le caratteristiche tecniche possedute dai circuiti integrati che convincono di più.

Innanzitutto è la grande abbondanza di elementi attivi (transistor) con cui è possibile progettare un determinato amplificatore che consente al circuito integrato di dare quei valori di amplificazione e quella stabilità di funzionamento raramente riscontrabili in analoghi amplificatori fatti con componenti « discreti ». Grazie alla tecnica planare fare un transistor o farne 3 o 4 è la stessa cosa. Si impiega infatti lo stesso tempo e più o meno lo stesso materiale. Ciò permette, per esempio, di usare amplificatori differenziali (formati da due transistor) al posto di un amplificatore convenzionale. A tutti sono note le caratteristiche di stabilità degli amplificatori differenziali. È possibile impiegare circuiti Darlington (formati in genere da due transistor) con tutti i vantaggi offerti da questi circuiti (elevato valore dell'impedenza d'ingresso ecc.).

Questi sono soltanto alcuni dei vantaggi tecnici offerti dai circuiti integrati. Qui di seguito riportiamo una breve descrizione dei circuiti integrati lineari prodotti dalla **Philips**, riservandoci di trattare in altri articoli l'impiego pratico di ciascuno di essi.

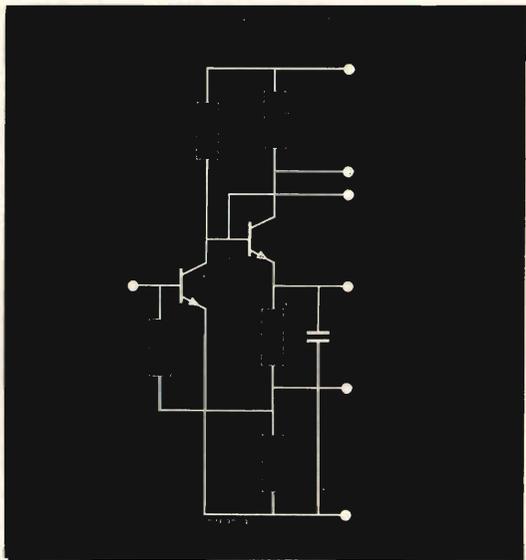



Fig. 1 - Schema elettrico dei circuiti integrati TAA 231-TAA 232.

AMPLIFICATORI A LARGA BANDA

TAA 231 - TAA 232

Due stadi amplificatori accoppiati in cc per frequenze fino a 60 MHz. In fig. 1 è riportato lo schema elettrico.

Impiego: comunicazioni industriali e commerciali, radar

Dati tecnici riassuntivi (a 25 °C)

Tipo	TAA 231	TAA 232
Guadagno di potenza	23 dB	23 dB
Figura di rumore	4 dB	4 dB
Tensione di uscita	6 $V_{p.p.}$	6 $V_{p.p.}$
Larghezza di banda (3 dB)	45 MHz	45 MHz
Tensione di alimentazione	12 V	12 V
Temperatura ambiente	0/ + 75 °C	—55/ +125°C
Esecuzione	XA8	XF10

TAA 350

Amplificatore differenziale a 4 stadi per impieghi in F.M. Elevato grado di soppressione dell'A.M. Con questo amplificatore può essere usato un rivelatore non bilanciato. Questo circuito è particolarmente adatto per essere impiegato nel canale audio dei ricevitori TV e per i radioricevitori F.M. (fig. 2). Nella fig. 3 è riportata la microfotografia del circuito integrato TAA 350.

Dati tecnici riassuntivi (a 25 °C)

Guadagno di potenza	80 dB
Tensione di uscita	0,6 $V_{p.p.}$
Larghezza di banda (3 dB)	12 MHz
Tensione di alimentazione	6 V
Temperatura ambiente	da — 25 a + 125 °C
Esecuzione	XA10

TAA 380

Amplificatore F.M., demodulatore e amplificatore B.F. per il canale audio dei televisori e per i radioricevitori F.M. progettato per essere impiegato con un rivelatore a rapporto (fig. 4).

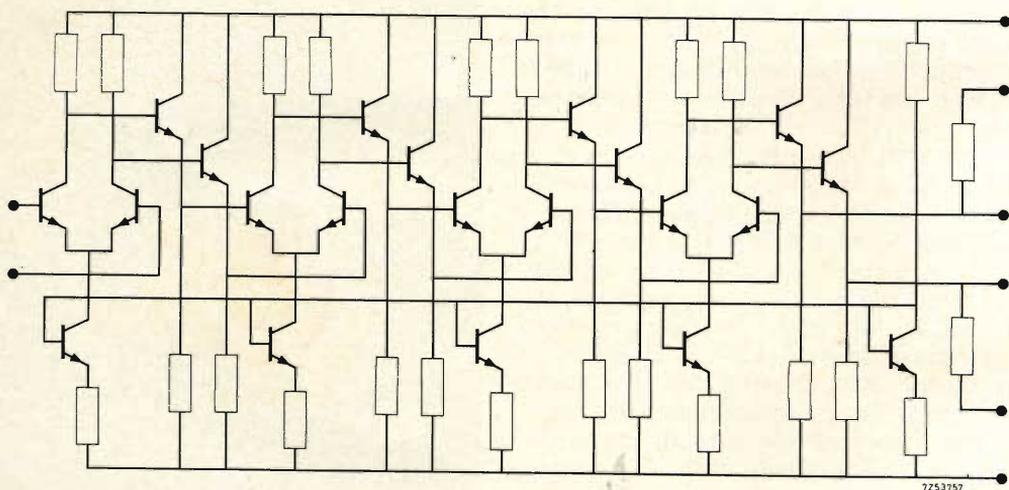



Fig. 2 - Schema elettrico del circuito integrato TAA 350.

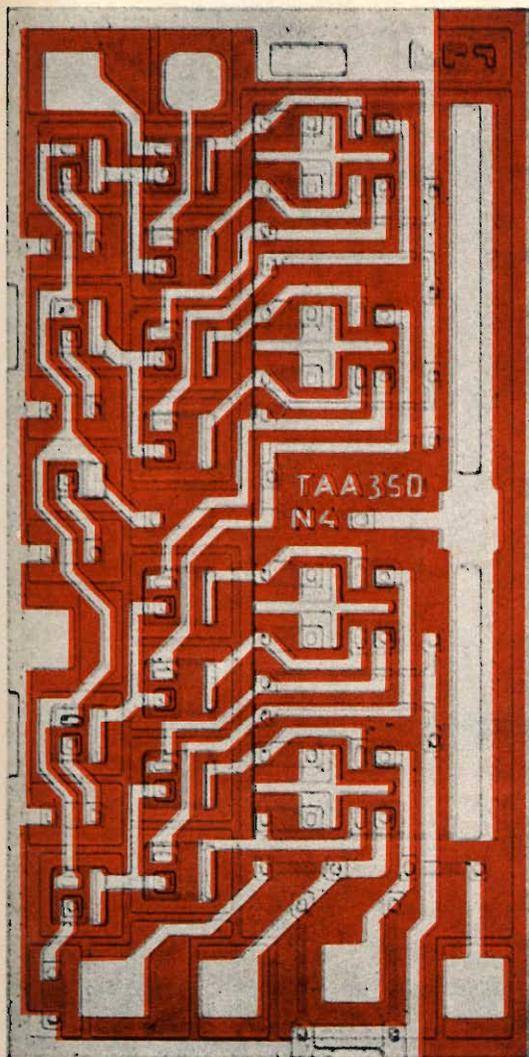



Fig. 3 - Microfotografia del circuito integrato TAA 350.

Dati tecnici riassuntivi (a 25 °C)

Guadagno di tensione (open loop)	67 dB
Tensione d'uscita B.F. (valore efficace)	200 mV
Larghezza di banda (3 dB)	10 MHz
Tensione di alimentazione	7 V
Temperatura ambiente	da — 20 a + 60 °C
Esecuzione	XA10

TAA 450

Amplificatore F.M., demodulatore e amplificatore B.F. per il canale audio dei televisori e per i radioricevitori F.M. Progettato per essere impiegato con un rivelatore a rapporto. Il TAA450 può essere combinato con stadi finali a valvola o a transistor. Il TAA450 può avere un controllo di amplificazione separato. (fig. 5)

Dati tecnici riassuntivi (a 25 °C)

Guadagno di potenza	67 dB
Tensione d'uscita B.F.	400 mV
Larghezza di banda (3 dB)	10 MHz
Tensione di alimentazione	7 V
Temperatura ambiente	da — 20 a + 60 °C
Esecuzione	XA10

AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

TAA 182

E' un amplificatore-differenza complementare. Lo stadio d'ingresso tipo Darlington ed il fatto che sono disponibili sia un'uscita single-ended sia un'uscita differenziale rende questo dispositivo molto flessibile e di conseguenza particolarmente adatto a compiere le funzioni di integrazione, di somma e altre funzioni di controllo. (fig. 6)

Dati tecnici riassuntivi (a 25 °C)

Guadagno in tensione	1100 dB
Rapporto di reiezione « modo comune »	80 dB
Corrente offset d'ingresso	60 nA
Deriva di tensione	< 10 μV/°C
Deriva di corrente	1 nA/°C
Impedenza d'uscita	40 Ω
Tensione d'alimentazione	+ 10 V; — 10 V
Temperatura ambiente	da — 55 a + 125 °C
Esecuzione	XF10

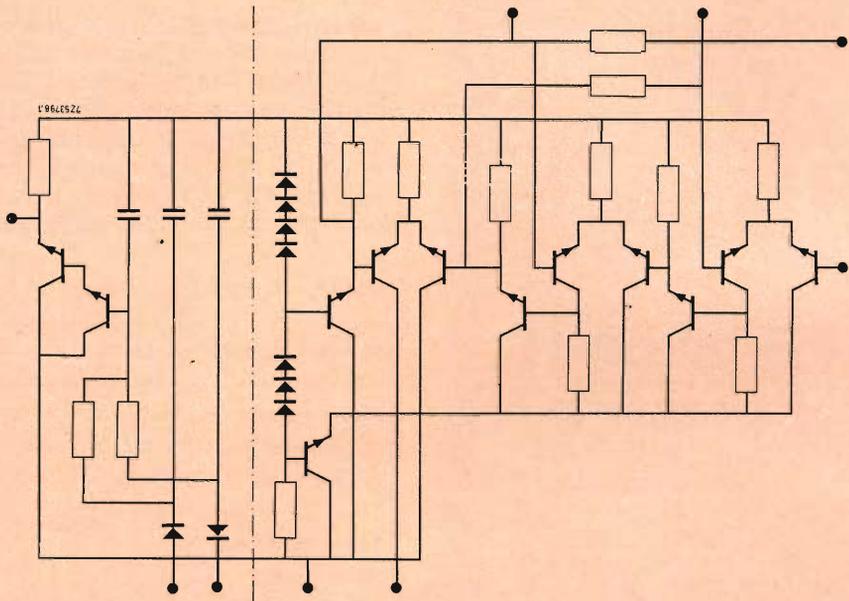



Fig. 4 - Schema elettrico del circuito integrato TAA 380.

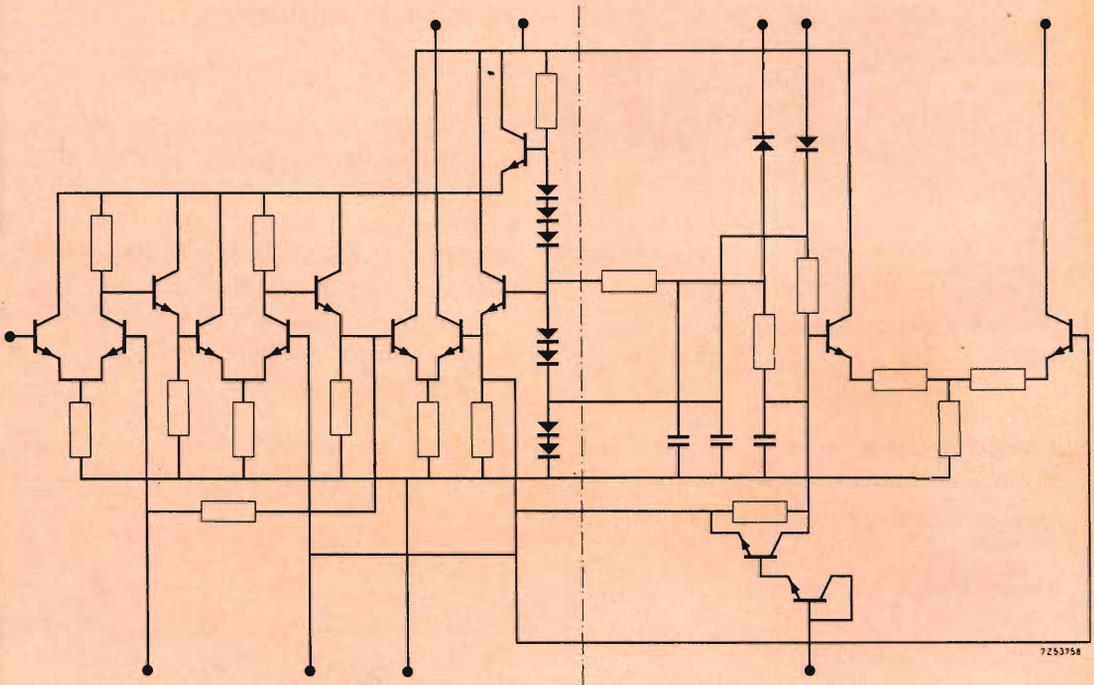



Fig. 5 - Schema elettrico del circuito integrato TAA 450.

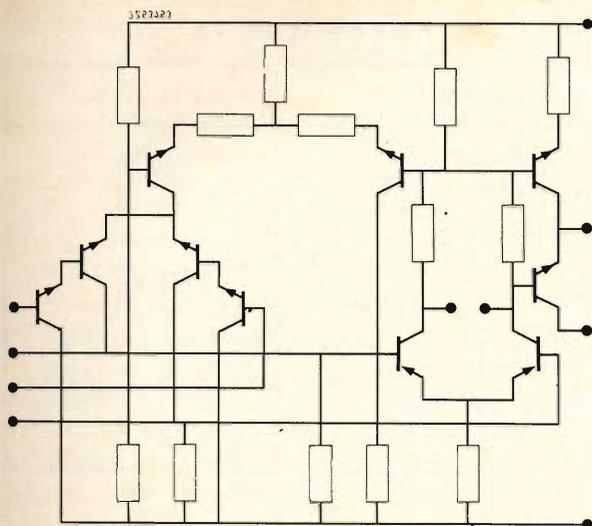



Fig. 6 - Schema elettrico del circuito integrato TAA 182.

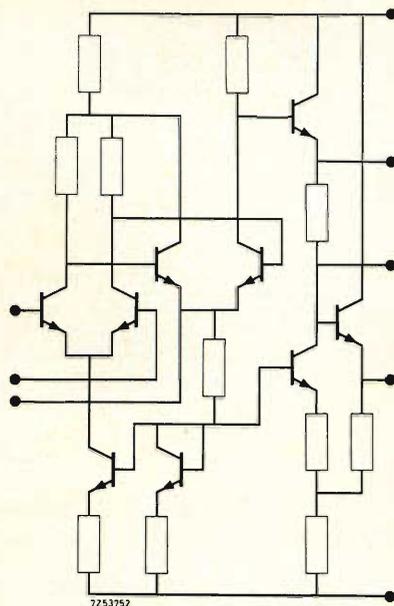



Fig. 7 - Schema elettrico dei circuiti integrati TAA 241 - TAA 242 - TAA 243.

TAA 241 - TAA 242 - TAA 243

Amplificatori operazionali da impiegare nei calcolatori analogici, per strumentazione e controllo ed altri impieghi richiedenti guadagno unitario per una larghezza di banda fino a 30 MHz (fig. 7).

AMPLIFICATORI DIFFERENZIALI TAA 201 - TAA 202

Amplificatori differenziali tipo Darlington aventi una bassa deriva, un'elevata reiezione « common mode » ed un'impedenza d'ingresso elevata. Le caratteristi-

Dati tecnici riassuntivi (a 25 °C)

Tipo	**TAA 241**	**TAA 242**	**TAA 243**
Guadagno in tensione	3400 dB	3600 dB	2300 dB
Rapporto di reiezione « modo comune »	92 dB	100 dB	100 dB
Corrente offset ingresso	500 nA	180 nA	3000 nA
Deriva di tensione	5 μV/°C	2,5 μV/°C	
Deriva di corrente	6 nA/°C	3 nA/°C	
Impedenza d'uscita	200 Ω	200 Ω	200 Ω
Tensione d'alimentazione	+ 12 V; — 6 V	+ 12 V; — 6 V	+ 12 V; — 6 V
Temperatura ambiente	da 0 a + 70 °C	da — 55 a + 125 °C	da — 20 a 100 °C
Esecuzione	XA8	XA8	XA8

Dati tecnici riassuntivi (a 25 °C)

Tipo	TAA 201	TAA 202
Guadagno in tensione	60 dB	50 dB
Rapporto di reiezione « modo comune »	75 dB	80 dB
Impedenza d'ingresso	150 kΩ	1000 kΩ
Impedenza d'uscita	8000 Ω	8000 Ω
Deriva di tensione	10 μV/°C	10 μV/°C
Tensione di alimentazione	+ 12 V; — 6 V	+ 12 V; — 6 V
Temperatura ambiente	da — 55 a + 75 °C	da — 55 a + 125 °C
Esecuzione	XA8	XE14

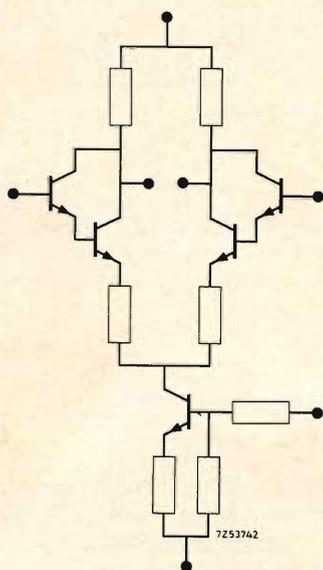



Fig. 8 - Schema elettrico dei circuiti integrati TAA 201 - TAA 202.

che di questi circuiti integrati consentono di impiegarli nei sistemi di controllo, strumentazione. (fig. 8)

AMPLIFICATORE DI CANALE

TAA 480

Amplificatore di canale push-pull, classe A (fig. 9). La piccolezza e la bassa dissipazione di questo amplificatore integrato lo rendono particolarmente adatto nelle apparecchiature ad elevata densità di componenti (telefonia).

Dati tecnici riassuntivi del TAA 480 (a 25 °C)

Tensione d'uscita (distorsione < 1 %)	4 V
Guadagno « closed loop »	14,5 dB
Tensione alimentazione	20 V
Assorbimento di corrente	5,2 mA
Temperatura ambiente	da — 5 a + 75°C
Esecuzione	XA10

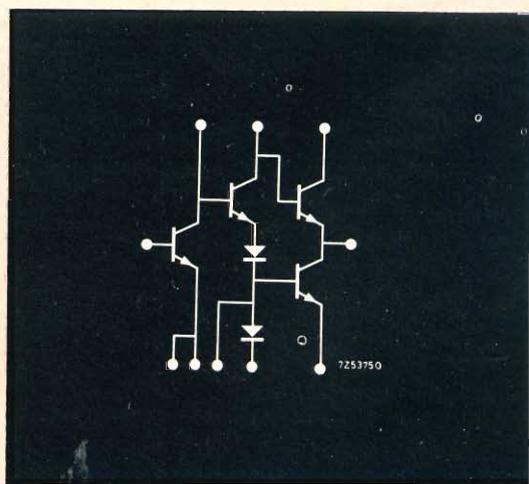



Fig. 9 - Schema elettrico del circuito integrato TAA 480.

AMPLIFICATORI PER IMPIEGHI GENERALI

TAA 263

Amplificatore a tre stadi ad accoppiamento diretto per impieghi generali. Da usare per frequenze fino a 0,5 MHz (figura 10).

Dati tecnici riassuntivi (a 25 °C)

Guadagno in potenza	77 dB
Figura di rumore	5 dB
Potenza di uscita	> 10 mM
Tensione di alimentazione	+ 8 V
Temperatura ambiente	da — 20 a + 100 °C
Esecuzione	XC4

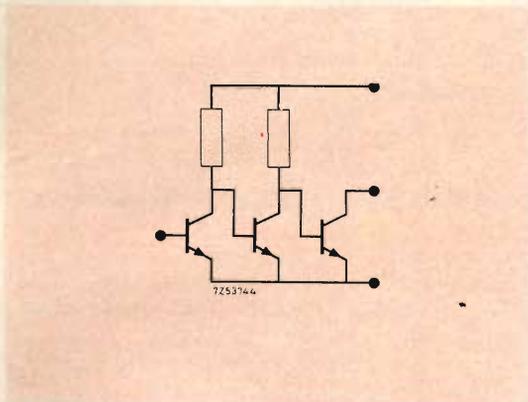



Fig. 10 - Schema elettrico del circuito integrato TAA 263.

TAA 293

Amplificatore a tre stadi. Il primo stadio è completamente separato dagli altri due. Questa disposizione permette di usare questo circuito integrato in un gran numero di applicazioni a bassa potenza (fig. 11)

Dati tecnici riassuntivi (a 25 °C)

Guadagno in potenza	80 dB
Figura di rumore	6 dB
Potenza di uscita	> 10 mW
Larghezza di banda (3 dB)	600 kHz
Tensione di alimentazione	+ 6 V
Temperatura ambiente	da — 20 a + 70 °C
Esecuzione	XA10

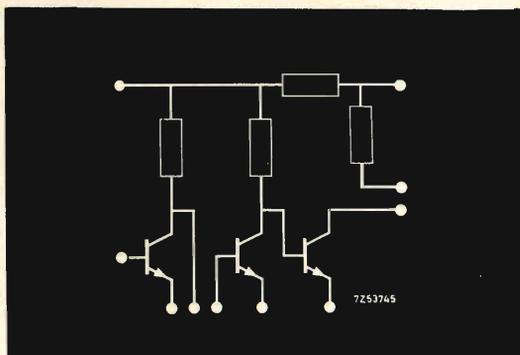



Fig. 11 - Schema elettrico del circuito integrato TAA 293.

MODULATORE AD ANELLO TAB 101

Questo modulatore/demodulatore integrato è stato progettato per essere impiegato in sistemi di trasmissione a soppressione di portante. Possiede un basso fattore di smorzamento, abbisogna di una portante a bassa potenza, possiede un buon isolamento tra circuito d'ingresso e circuiti d'uscita (fig. 12).

Dati tecnici riassuntivi (a 25 °C)

Guadagno di conversione	— 0,75 dB
Dispersione di portante	3 nW
Tensioni di alimentazione	+ 9 V; + 1,5 V
Temperatura ambiente	da — 25 a + 100 °C
Esecuzione	XA10

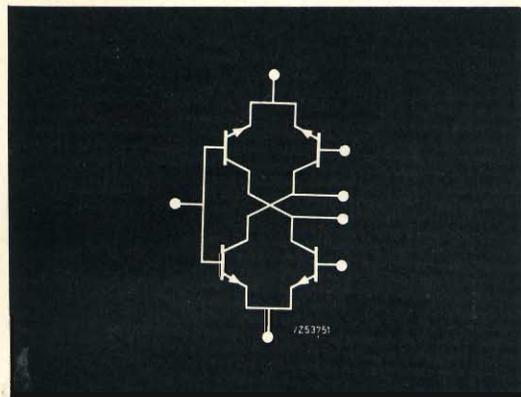
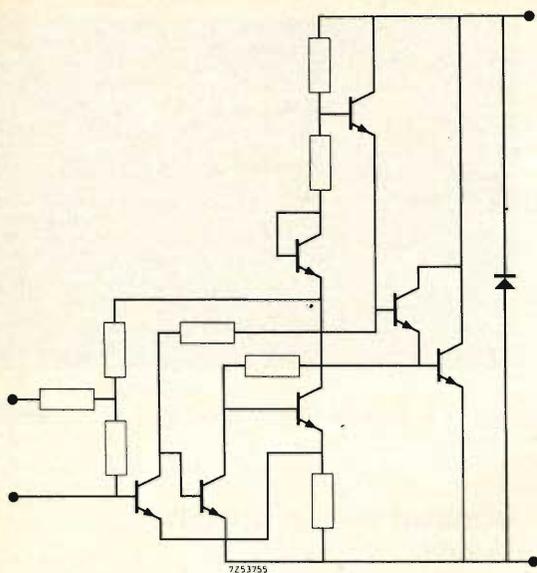



Fig. 12 - Schema elettrico del circuito integrato TAB 101.

Fig. 13 - Schema elettrico del circuito integrato TAA 500.

AMPLIFICATORE PER MICROFONI TAA 500

Da impiegare in microfoni ceramici o dinamici. Il guadagno rimane virtualmente costante entro un vasto campo di temperature anche se le variazioni di corrente oscillano tra 20 e 100 mA (fig. 13).

Dati tecnici riassuntivi (a 25 °C)

Guadagno in tensione	450 dB
Tensione d'uscita	1,5 V
Corrente d'alimentazione	20 a 100 mA
Temperatura ambiente	da — 20 a + 70 °C
Esecuzione	XC4

L. C.

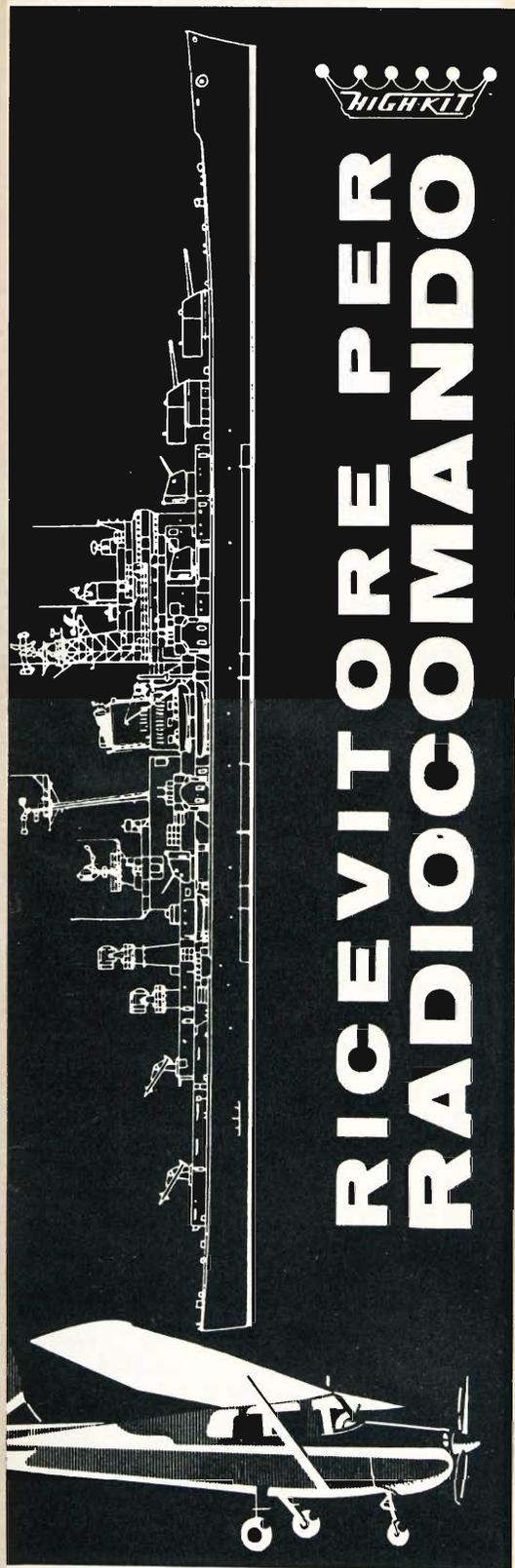
UK 310

DATI TECNICI

Alimentazione	**6 Vc.c.**
Sensibilità	**5 µV**
Ingombro	**69 x 48 x 20 mm**
Peso	**35 g. circa**

Questo ricevitore è stato realizzato in conformità alle caratteristiche imposte dalla nuova tecnica modellistica. I ricevitori per radiocomando devono avere dati essenziali di funzionalità; quest'ultima si compone di tre caratteristiche base da non trascurare: sensibilità elevata, ingombro minimo, peso ridotto.

La sensibilità è necessaria in quanto lo impiego di una ricevente non si limiti ai soliti modellini giocattolo radiocomandati che gironzolano da un lato all'altro del vostro appartamento, ma bensì a quei modelli che entrano a far parte del settore hobbistico (dove appunto un hobbista è pignolo per natura) vale a dire aereomodelli, natanti, oppure comandi a distanza per scopi diversi. La seconda funzione riguarda le dimensioni d'ingombro, che a nostro parere sembrano ottime in mm 69 x 48 x 20. Il peso di circa 35 g. può essere accettato nella categoria « Piuma ». La difficoltà principale che si incontra nel cercare la migliore combinazione di queste specifiche, è l'antitesi tra esse. Infatti una sensibilità elevata prevede un elevato numero di parti, e un apparecchio che presenti un notevole numero di parti, risulta immancabilmente grande e pesante.

Sfruttando le caratteristiche basilari della gamma radiocomandi quella che, salvo rare eccezioni (gare e simili), risulta

poco « attollata », consente di concepire dei ricevitori abbastanza semplici e sensibili impiegando dei componenti con caratteristiche sia elettriche sia meccaniche di idoneità accettabilissime. La tabella dei dati tecnici conferma le accurate ricerche per ottenere e superare i requisiti richiesti.

Funzionamento

Il circuito elettrico è illustrato in fig. 1. A prima vista, chi di elettronica non è digiuno, avrà riconosciuto che il ricevitore è di tipo convenzionale, noto ormai anche a chi pratica modellismo senza aver avvicinato neppure l'ABC dell'elettronica.

Possiamo riassumere in parole povere le varie funzioni schematiche del circuito in modo da favorire i « Digiuni » e i « Sazi »; gli uni per sapere almeno con approssimazione come è costituito e come avviene lo svolgimento circuitale; gli altri per offrir loro un pretesto di critica.

Il transistor TR1 SFT 317 comprende la parte risonante di alta frequenza formata dal circuito L1 C3; la bobina L2 sull'emettitore non è altro che un'induttanza di blocco per quanto concerne un segnale a radiofrequenza mentre la L3 serve da occoppiamento allo stadio successivo e da filtro per eventuali oscillazioni spurie. Ora il segnale rivelato, quindi privo della radiofrequenza, presente alla base di TR2 viene amplificato attraverso una catena di amplificazione composta da tre stadi collegati in continua, vale a dire TR2 TR3 TR4.

All'emettitore di TR4 è presente il segnale amplificato che, dopo il condensatore C12 di disaccoppiamento, può essere disponibile al gruppo utilizzatore.

La tensione di funzionamento è di 6Vcc.

L'antenna deve avere una lunghezza di circa 65 cm.

Montaggio

In fig. 2 è visibile la disposizione serigrafica dei componenti sulla piastra a circuito stampato, che consente la rapidità di montaggio ed evita eventuali errori inerenti al montaggio stesso; circa la sequenza da seguire per la disposizione dei collegamenti è consigliabile la seguente: prima le resistenze, i condensatori elettrolitici, le bobine L2 L3, i rimanenti condensatori e infine i transistor (piegati in orizzontale come mostra la foto fig. 3 a montaggio finito) e la bobina L1.

Per la bobina L1 il fissaggio si limita al solo collante a base di polistirolo (tipo consigliato: G.B.C. LC/1660-00) dato che il

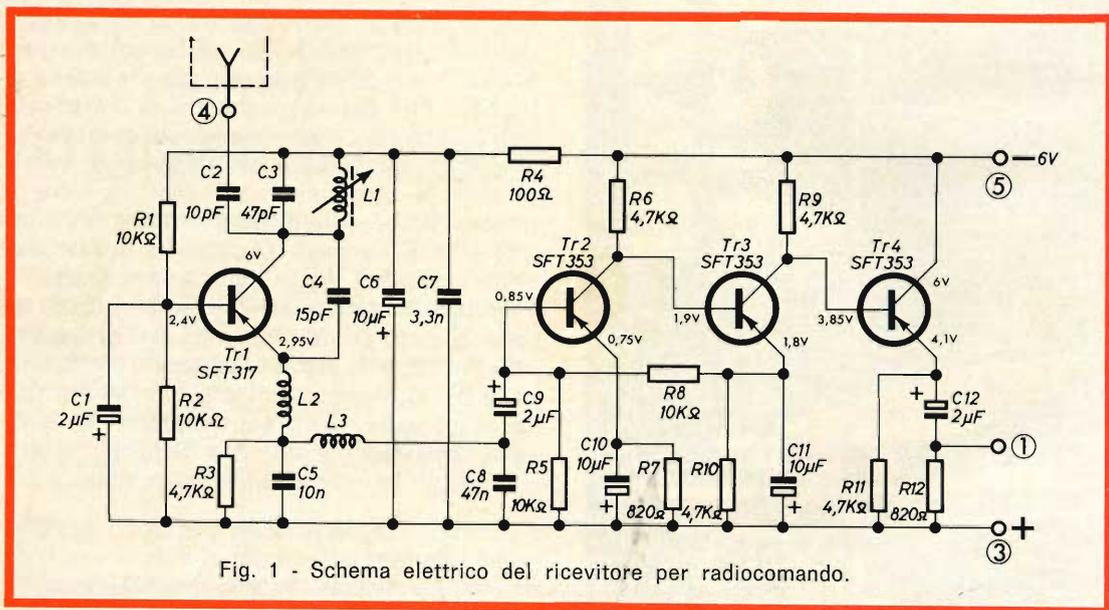



Fig. 1 - Schema elettrico del ricevitore per radiocomando.

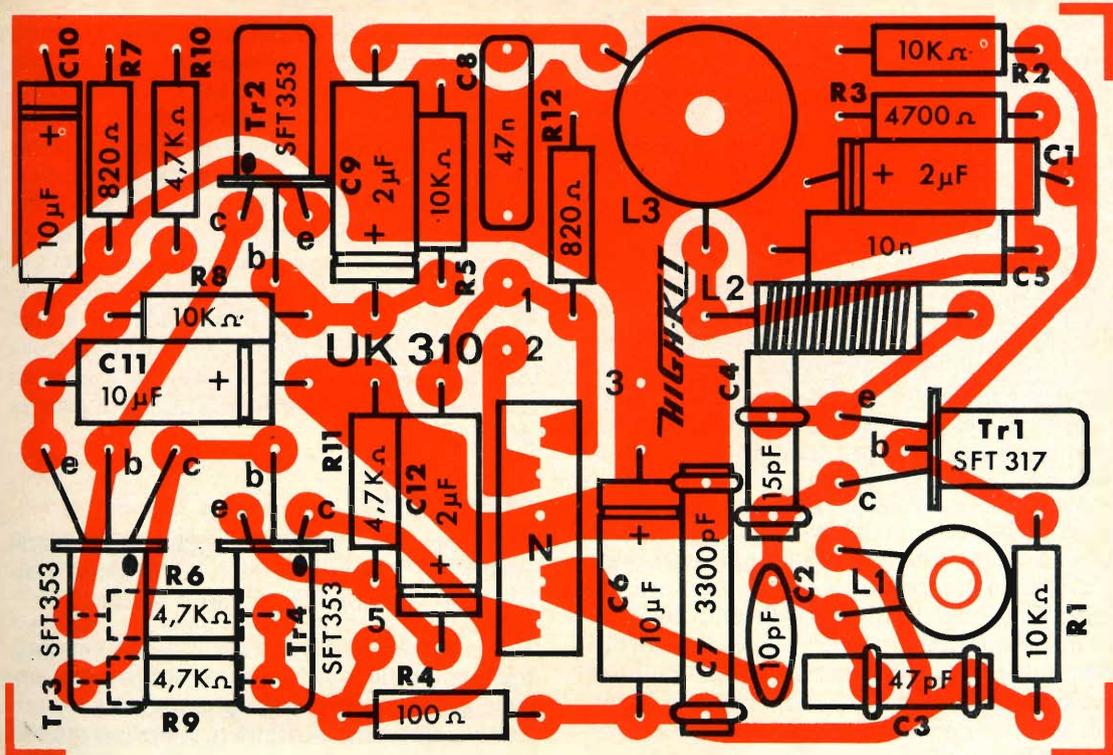



Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

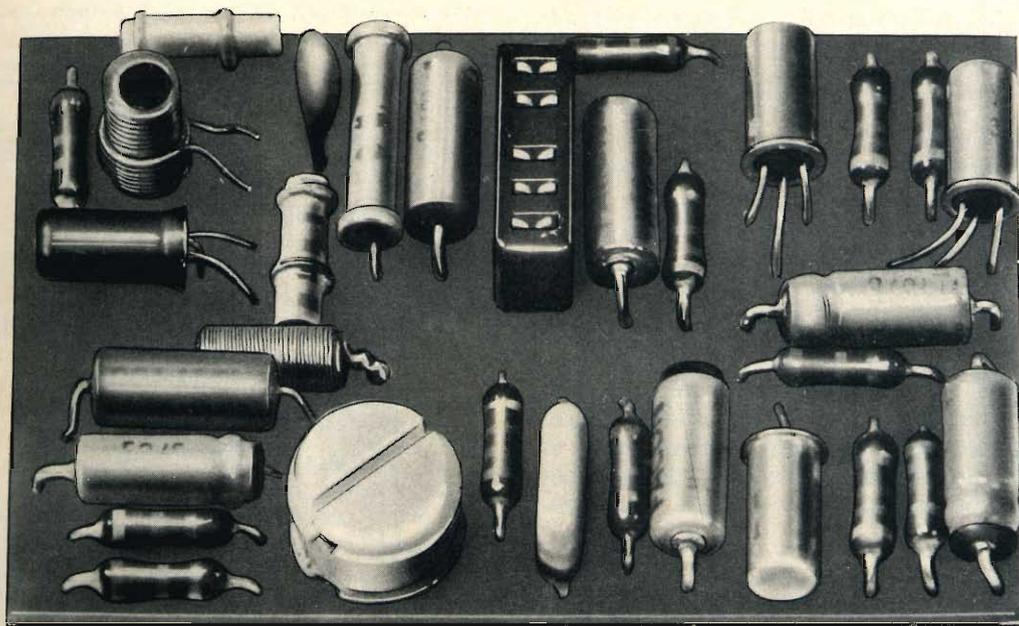



Fig. 3 - Vista del ricevitore per radiocomando UK 310 a montaggio ultimato.

cartoccio entra nell'apposito foro leggermente forzato.

A riguardo di L3, il fissaggio avviene tramite una vite di naylon: questa non è avvitata ma introdotta nel rocchettino della bobina e successivamente nell'apposito foro sulla basetta; la parte filettata sporgente dal lato rame della basetta si recide con un tronchesino a circa 2 mm. dalla piastra e con la punta del saldatore si riscalda la vite in modo da dilatarne la parte sporgente. Il connettore N dispone di una doppia funzione: quella di poter essere connesso ad un altro e così di seguito. In questo modo si può comporre un'apparecchiatura a vari settori.

Sulla basetta in prossimità del connettore e corrispondente ad ogni terminale è disposta una foratura supplementare nel caso in cui i collegamenti (vale a dire antenna, alimentazione ecc.) vengono portati alla ricevente per mezzo di uno spinotto volante. La basetta così montata è introdotta in un contenitore completo di coperchio; (Tipo G.B.C. OO/0945-00) la foratura del contenitore consente la regolazione della bobina L1, il passaggio dei fili per eventuale spinotto volante e infine una finestrella per il collegamento al connettore.

Taratura

Per chi disponesse di un tester, può controllare le tensioni riportate sullo schema, mentre chi non disponesse di alcuno strumento, potrà effettuare un controllo più rudimentale ma pratico con una cuffia od un auricolare, collegandosi tra il punto (3) corrispondente alla massa e il punto (1) uscita BF. Questi punti di richiamo sono visibili dallo schema elettrico di fig. 1.

Se la ricevente, montata con cura seguendo attentamente le istruzioni, non presenta alcuna anomalia, alimentandola si noterà un fruscio classico di queste riceventi che determina l'idoneità del montaggio.

A questo punto si dovrà alimentare la trasmittente, inviare il segnale di alta frequenza non modulato (vale a dire senza premere il pulsante dei toni) e regolare il nucleo di L1 finchè il fruscio scompare. Ciò significa che la portante della trasmittente arriva alla ricevente e cioè che le due apparecchiature sono sintonizzate l'una sull'altra. Ora inviando dalla trasmittente il segnale modulato, si dovrà poter udire a questo punto la nota trasmessa. Per un'accurata messa a punto si dovrà quindi ridurre l'efficacia della trasmittente riducendo al minimo l'antenna della stessa ed allontanando la trasmittente dalla ricevente fino a quando il segnale in arrivo giunga molto debolmente; allora basterà ritoccare il nucleo di L1 per la massima uscita e fissare quindi con qualche goccia di cera.

Applicazioni

Questa ricevente, in aggiunta alla trasmittente TX4C UK/300, costituisce l'ottimo per eseguire comandi a distanza.

La ricevente, date le sue qualità sia elettriche che meccaniche d'ingombro, può essere applicata a qualsiasi apparato modellistico. Una nota curiosa e al tempo stesso affascinante è costituita dalla possibilità di usare la ricevente come ascolto di alcuni programmi radiofonici; impiegando una cuffia, collegata quanto detto per la taratura e rotando lentamente il nucleo di L1, si è potuto ricevere emittenti estere.

ELENCO DEI COMPONENTI

N.	DESCRIZIONE	
4	R1-2-5-8	Resistori 1/8 W 10 kΩ
1	R4	Resistore 1/8 W 100 Ω
5	R3-6-9-10-11	Resistori 1/8 W 4,7 kΩ
2	R7-12	Resistori 1/8 W 820 Ω
1	C4	Condensatore 15 pF
1	C7	Condensatore 3,3 nF
1	C2	Condensatore 10 pF
1	C3	Condensatore 47 pF
1	C5	Condensatore 10 nF
1	C8	Condensatore 47 nF
3	C6-10-11	Condensatori 10 μF 6 V
3	C1-9-12	Condensatori 2 μF 6 V
1	Tr1	Transistor SFT 317
3	Tr2-3-4	Transistor SFT 353 - AC 126
1	L1	Bobina antenna L1/310
1	L2	Bobina impedenza AF L2/310
1	L3	Bobina impedenza BF L3/310
1	N	Connettore per C.S.
1	—	Circuito stampato
1	—	Nucleo ferrite
1	—	Vite isolante 5 x 12

Kit completo UK. 310 in confezione « Self-Service » prezzo di listino L. 5.700.

I CICALINI ELETTRONICI

La tecnica e la ricerca attuale tendono sempre più a sostituire ed a migliorare tutti i vecchi dispositivi elettromeccanici. Questi ultimi, infatti, vanno scomparendo o passano in secondo ordine, non appena viene presentato ed immesso sul mercato il sostituto elettronico, che generalmente è in grado di dare un'elevata affidabilità che lo fa preferire anche quando viene ad avere un costo lievemente superiore.

Ciò è già avvenuto ad esempio con i relay, oggi rimpiazzabili dai vari « Silicon Controlled Switch », che essendo dispositivi statici non vanno incontro a noie meccaniche ed offrono nel contempo tempi di commutazione talmente brevi da poter essere impiegati in circuiti logici. Attraverso semplici ed economici circuiti, è possibile sostituire anche i vecchi cicalini elettromeccanici, originariamente costituiti da un solenoide, spesso attraversato da una corrente notevole, e da una lamina vibrante in ferro dolce, che attratta e rilasciata ritmicamente, produceva una nota acustica sul principio della vibrazione meccanica dei diapason.

Attualmente un cicalino può essere utilizzato per segnalare un evento al posto di un campanello o di un sistema d'allarme più ingombrante, o in unione ad un tasto telegrafico per lo studio del codice Morse. In sintesi, il cicalino diventa indispensabile la dove ci sia da avvertire acusticamente l'interessato o l'operatore di una data apparecchiatura. Naturalmente questi dispositivi vanno progettati in modo da avere un assorbimento minimo di corrente e da poter funzionare a qualsiasi tensione, onde renderli compatibili con qualsiasi sistema.

I due cicalini che vi presento rispondono a tutti i criteri considerati, infatti sono progettati per operare con una tensione di 1,5 V e con correnti dell'ordine di 10 mA per il primo tipo e di 60 mA per il secondo, che è in fondo la versione potenziata del primo.

Il funzionamento si basa sul principio di generare un segnale a bassa frequenza e di renderlo udibile per mezzo di un altoparlante. Il problema del segnale BF è stato risolto con l'impiego di un semplicissimo oscillatore formato da un normale multivibratore a due transistor, di

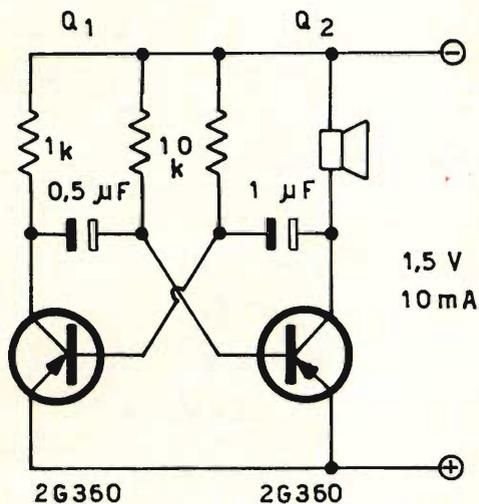



Fig. 1 - Schema elettrico di un cicalino elettronico a 2 transistor.

cui uno pilotante direttamente un qualsiasi altoparlante.

Una volta collegata l'alimentazione (pila a 1,5 V o più) il circuito genera immediatamente la sua nota caratteristica dell'ordine di 100 Hz.

I circuiti infine, sono stati progettati in modo tale da poter impiegare, oltre agli originali, qualsiasi transistor adatto a funzionare in stadi finali o in commutazione, così si potranno impiegare i vari 2N 109, 2N 188, OC 72, OC 74, OC 76, ASY 80, AC 128 ecc., scegliendo logicamente quelli che in pratica danno i risultati migliori.

Il primo cicalino esaminato è visibile in fig. 1, e si compone di due transistor 2G 360, formanti un multivibratore monostabile e da un altoparlante direttamente connesso al collettore di Q2.

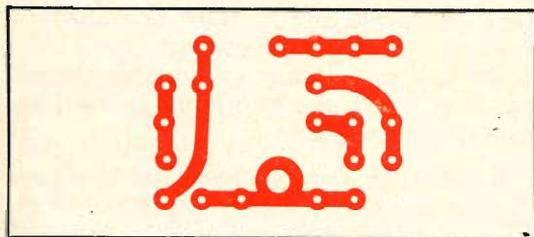



Fig. 2 - Circuito stampato al naturale del cicalino di fig. 1.

Per ridurre la frequenza di lavoro e per ridurre soprattutto l'ingombro, sono stati impiegati microelettrolitici Facon da 6VL unitamente a resistori da 1/4 di W ed a un montaggio eseguito su circuito stampato per migliorare la prestazione.

La fig. 2 mostra il disegno in scala 1 : 1 del circuito stampato visto dal lato rame che misura 25 x 35 mm; mentre la fig. 3 illustra la disposizione dei componenti e dei collegamenti esterni.

Come in tutti i multivibratori, la frequenza viene determinata dalla resistenza di base e dal condensatore di reazione tra collettore e base successiva, quindi con i valori dati la frequenza di Q_1 sarà:

$$f\ (kHz) = \frac{0{,}72}{R_B\ (k\Omega)\ C\ (\mu F)} =$$

$$\frac{0{,}72}{10 \times 1} = 0{,}072 = 72\ Hz,$$

mentre la frequenza di Q_2 sarà di:

$$\frac{0{,}72}{10 \times 0{,}5} = 0{,}144 = 144\ Hz,$$

ossia doppia di quella di Q_1. Tale condizione porta alla saturazione ed all'interdizione i transistor del circuito in modo

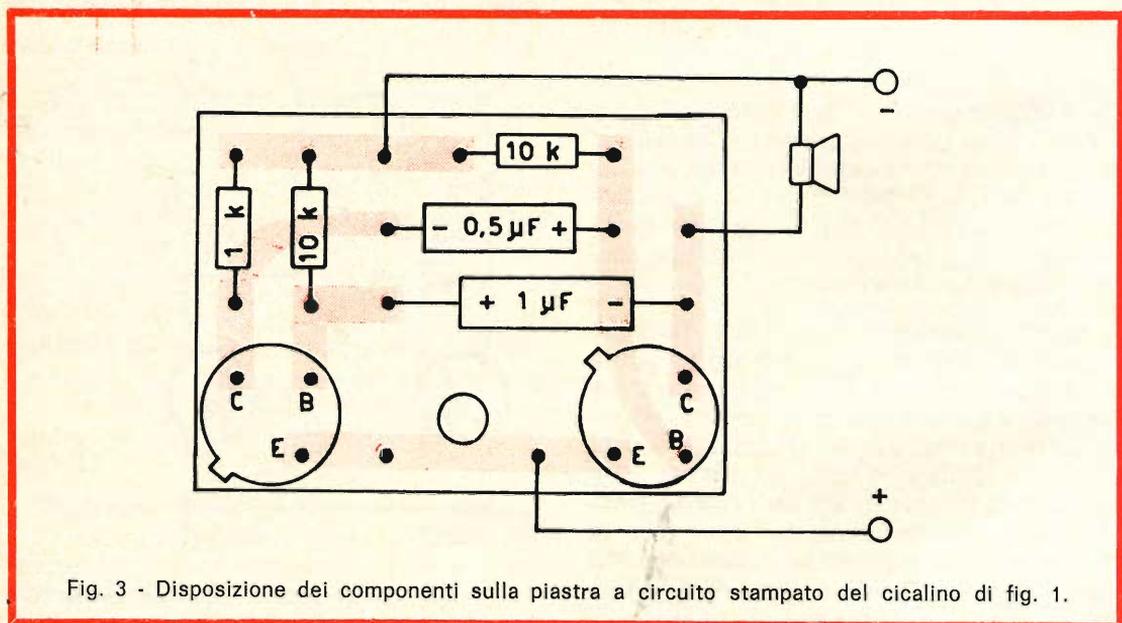



Fig. 3 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato del cicalino di fig. 1.

asimmetrico ed il multivibratore, anziché generare una sola frequenza continua, diventa un generatore d'impulsi, il cui tempo ON (saturazione) ed il tempo OFF (interdizione) non si equivalgono e come risultato si avrà in uscita un segnale ON di 144 Hz, intervallato da un tempo OFF di 72 Hz. Gli impulsi molto ravvicinati che raggiungono l'altoparlante, contribuiscono a personalizzare la nota emessa, che è già molto simile a quella generata dal suo antenato meccanico; eventualmente, in caso di uso di due cicalini per segnalare due diversi eventi, uno dei due condensatori può essere ridotto fino a 0,1 µF senza perdite apprezzabili e con l'unica differenza costituita dal fatto che la nota emessa sarà molto acuta.

L'unico componente ingombrante è costituito dall'altoparlante, che può essere di qualunque tipo, tenendo però presente che un altoparlante grande possiede un rendimento maggiore e quindi fa udire la nota con maggiore intensità ed a maggiore distanza, oppure in condizioni di maggiore rumore ambiente. Durante le prove è stato usato un altoparlante da 5 Ω di impedenza e un diametro di 10 cm, è stato possibile udire il suono ad oltre 10 m di distanza.

Il montaggio dei componenti va effettuato, con la massima attenzione, evitando saldature fredde o troppo prolungate, evitando gli eccessi di disossidante e montando i componenti dalla parte opposta rispetto alle piste di rame. Si inizierà con i resistori che andranno montati orizzontalmente piegando i terminali a filo col corpo ed inserendoli negli appositi fori eseguiti con punta ∅ 1 mm, indi si inseriranno i condensatori rispettando le polarità, infine verranno montati i transistor facendo attenzione all'aletta di riferimento se sono incapsulati in contenitore TO-5, oppure al punto colorato che indica il collettore nelle custodie TO-1 e similari. I terminali andranno saldati entro i cerchietti di rame, senza piegarli, ma tagliando l'eccesso a saldatura effettuata; ciò semplificherà un eventuale smontaggio.

Il foro di montaggio della piastrina (∅ 3 mm) potrà essere usato per collegarla tramite una vite ed un distanziatore o tramite una squadretta, all'altoparlante usato o alla custodia, come in qualsiasi altro punto della apparecchiatura. Gli unici collegamenti importanti sono quelli relativi all'alimentazione (rosso +, nero —) che andranno tenuti ben isolati fra loro e in condizioni di essere facilmente identificati e collegati. Qualora necessitasse una maggiore intensità, si può usare il circuito di fig. 4, costituito dal multivibratore di fig. 1 seguito da uno stadio di potenza costituito da Q3; questo circuito fornisce una nota molto più intensa, unitamente ad un assorbimento di 60 mA giustificato dalla maggiore uscita.

Unico punto che può essere critico in caso di sostituzione di transistor, è la

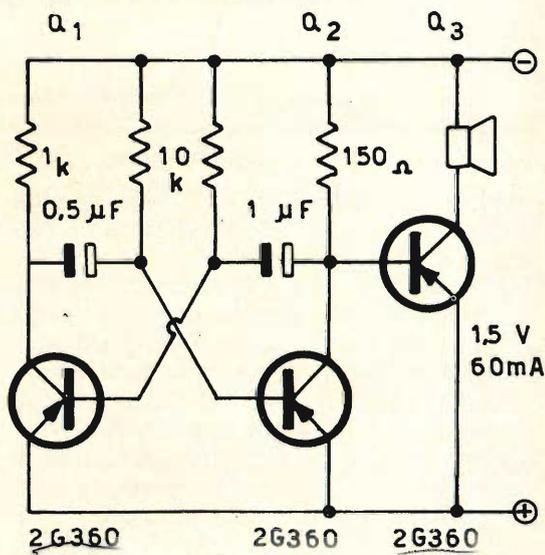



Fig. 4 - Schema elettrico di un cicalino elettronico a 3 transistor.

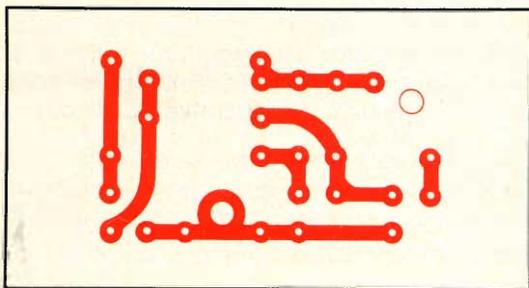



Fig. 5 - Circuito stampato al naturale del cicalino di fig. 4.

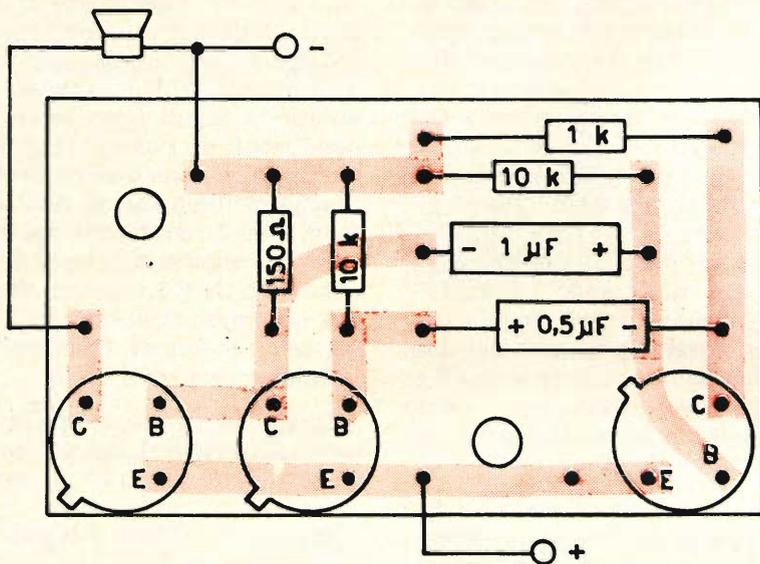



Fig. 6 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato del cicalino di fig. 4.

resistenza di collettore di Q_2 che svolge la duplice funzione di polarizzare il collettore di Q_2 e di polarizzare la base di Q_3. Sperimentalmente si è dimostrato che tale resistenza deve avere un valore di 150 Ω per il 2G360 e di 47 Ω o più per transistor di potenza tipo ASZ 15, qui superflui in quanto il massimo assorbimento del collettore di Q_3 è stato di 100 mA che equivalgono ad una potenza dissipata massima di 150 mW, che richiede pertanto transistor di piccola o media potenza.

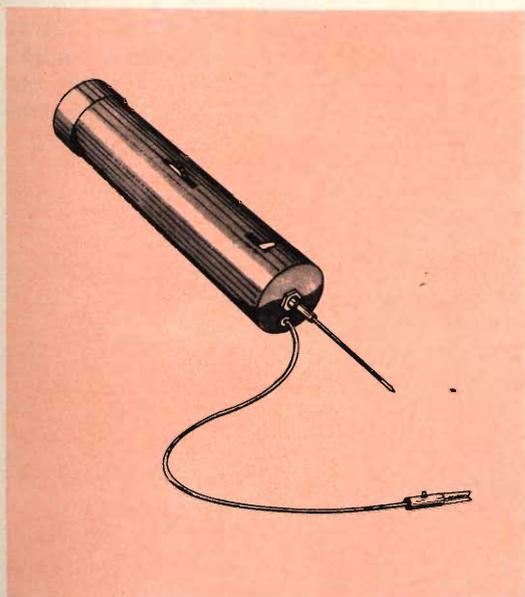
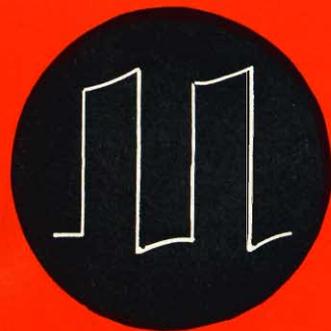
La fig. 5 da lo schema del circuito stampato, sempre in scala 1 : 1; mentre la fig. 6 indica la disposizione pratica dei componenti; le dimensioni sono in questo caso lievemente maggiori, ossia 48 x 27 mm e si adattano ad un montaggio fatto anche da un meno esperto, in quanto la microminiaturizzazione richiede una tecnica di montaggio che oltre ad impiegare componenti speciali, è appannaggio di pochi.

Per lavorare a tensioni diverse da 1,5 V basterà porre in serie una resistenza shunt, per ottenere il necessario calo di tensione; la resistenza potrà essere determinata come segue: $R\,(\Omega) = \frac{V - 1,5}{I}$

dove V è la tensione disponibile, 1,5 è la tensione richiesta, mentre I è la corrente assorbita di ampere, la formula da il risultato direttamente in ohm.

Fra le modifiche possibili al circuito, mi limito a segnalarvi alcune fra le più interessanti, che consentono di trasformare il cicalino in elemento sensibile alla luce, al buio o alla temperatura: la prima variante consiste nell'inserire un fotoresistore al posto di una delle due resistenze di base, in questo caso il cicalino emetterà una nota non appena la cellula sarà illuminata sufficientemente; oppure si potrà collegare il fotoresistore fra una delle basi e massa in modo da interdire il circuito, in questo caso si avrà una nota ogni volta che il fascio luminoso viene interrotto; oppure, infine, con un termistore si può realizzare un avvisatore di temperatura raggiunta, semplicemente collegando detto termistore al posto di una delle R_B con in parallelo o in serie, a seconda del valore, un trimmer per aggiustare il punto di risposta.

Altre molteplici applicazioni sono possibili per questo semplice circuito e le lascio alle vostre necessità specifiche.

GENERATORE DI SEGNALI

In questo articolo presentiamo un generatore che produce segnali a frequenza variabile da un minimo di 30 Hz ad un massimo di 30.000 Hz, con un numero di armoniche talmente elevato da consentirne l'impiego per il controllo e la messa a punto di apparecchiature funzionanti sia a Bassa che ad Alta Frequenza.

Il generatore che viene qui descritto non è altro che un multivibratore del tipo bi-stabile, funzionante con due transistor ed alimentato con un elemento a torcia al biossido di manganese, che può essere realizzato in un involucro cilindrico di ottone (di facile costruzione), ed in grado di funzionare su tre gamme di frequenza, commutabili mediante un commutatore miniaturizzato. Un potenziometro lineare da 100.000 Ω a grafite permette l'esplorazione delle tre gamme, ed un secondo potenziometro, disposto in modo assai originale, permette di dosare opportunamente l'ampiezza dei segnali prodotti.

La forma d'onda dei suddetti segnali è essenzialmente rettangolare: ciò comunque non ha alcuna importanza pratica, in quanto il generatore è previsto esclusivamente per iniettare un segnale avente caratteristiche approssimative, onde seguirlo attraverso i circuiti di amplificazione sotto prova, al solo scopo di controllare il funzionamento di uno o più stadi. In aggiunta, trattandosi appunto di segnali rettangolari, essi sono talmente ricchi di armoniche, che — tenendo conto della loro progressiva attenuazione con l'aumentare della frequenza — il generatore può persino essere usato per il controllo di stadi di Alta e Media Frequenza nei radio-ricevitori. Infatti, la sola decima armonica della frequenza più elevata è già pari a 300.000 Hz, e le armoniche disponibili sono ben oltre la decima.

IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

La **figura 1** illustra il circuito elettrico del generatore: Tr1 e Tr2 costituiscono un normale multivibratore bi-stabile, in grado di funzionare quindi senza segnali di eccitazione. I due transistor sono di tipo complementare (uno è un « p-n-p » mentre l'altro è un « n-p-n »), il che consente l'accoppiamento diretto tra il collettore di

Tr1 e la base di Tr2, nonché tra il collettore di Tr2 e l'emettitore di Tr1.

Un commutatore ad una sola via e tre posizioni permette di inserire nel circuito di base di Tr1 una qualsiasi delle tre capacità C1, C2 e C3, di valore adatto a coprire le gamme comprese rispettivamente tra 30, e 300, 300 e 3.000, 3.000 e 30.000 Hz.

I segnali di forma d'onda rettangolare prodotti dal multivibratore possono variare di frequenza entro ciascuna gamma, variando la posizione del cursore del potenziometro P1. Essi sono inoltre disponibili sul collettore di Tr2, dal quale vengono prelevati tramite la capacità C4 per essere applicati ai capi del potenziometro P2, mediante il quale vengono dosati agli effetti dell'ampiezza di uscita.

L'intero strumento viene alimentato (tramite l'interruttore I) da una pila al manganese del tipo a torcia, da 1,5 V. In parallelo ad essa, a valle dell'interruttore rispetto a massa, è presente la capacità C 5, del valore di 100 μF, avente il compito di stabilizzare la tensione della batteria se — per naturale invecchiamento — essa tende a polarizzarsi.

Inserendo la capacità C1, si predispone l'apparecchio per la gamma più bassa compresa tra 30 e 300 Hz. C2 serve per la gamma intermedia, e C3 per la gamma più alta.

All'uscita, i segnali prodotti sono disponibili con un'ampiezza compresa tra 0 e circa 0,5 V rispetto alla loro frequenza fondamentale: logicamente, se si sfruttano le relative armoniche, la loro ampiezza diventa progressivamente minore, con l'aumentare dell'ordine delle armoniche stesse.

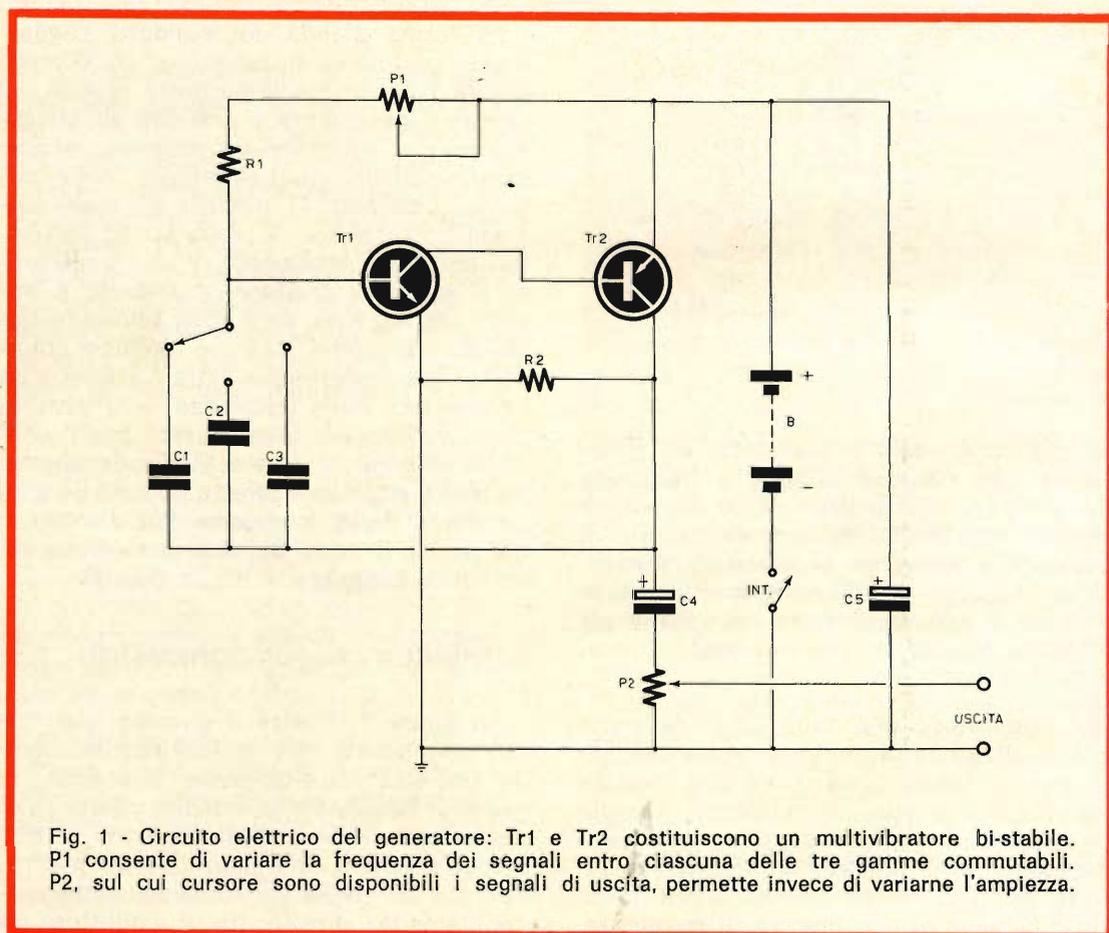



Fig. 1 - Circuito elettrico del generatore: Tr1 e Tr2 costituiscono un multivibratore bi-stabile. P1 consente di variare la frequenza dei segnali entro ciascuna delle tre gamme commutabili. P2, sul cui cursore sono disponibili i segnali di uscita, permette invece di variarne l'ampiezza.

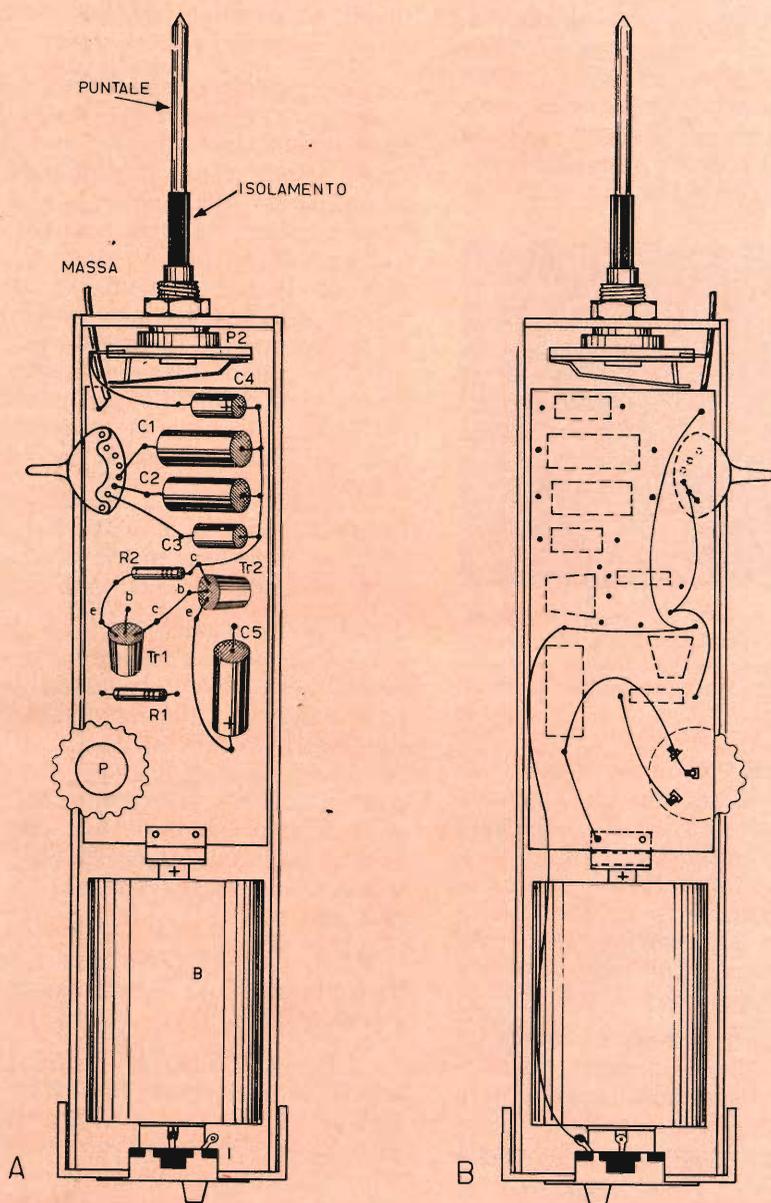



Fig. 2 - Esempio di realizzazione dell'apparecchio: in A esso è visto all'interno dell'involucro cilindrico, dal lato dei componenti. In B esso è invece rappresentato dal lato opposto, onde evidenziare le connessioni dall'altro lato della basetta.

LA REALIZZAZIONE

Questo minuscolo generatore può essere montato su di una basetta di materiale isolante (cartone bachelizzato del tipo per circuiti stampati), avente le dimensioni di millimetri 37 x 95. Naturalmente, ove lo si desideri, la basetta può essere a circuiti stampati.

La basetta, recante tutti i componenti, può a sua volta essere inserita in un ci-

lindro di lamiera di ottone dello spessore di 0,7 millimetri. Tale cilindro può essere realizzato ricavandolo da una lastra rettangolare avente le dimensioni di millimetri 130 x 175. Dopo averla arrotolata intorno ad un corpo cilindrico del diametro di 40 millimetri, si possono saldare a stagno (internamente ed esternamente) i bordi sovrapposti lungo una generatrice.

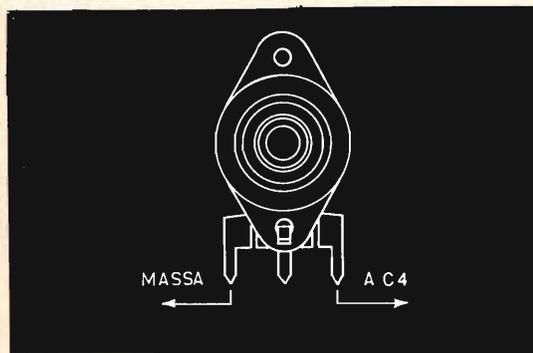



Fig. 3 - Affinché l'aumento di ampiezza del segnale di uscita sia determinato dalla rotazione in senso orario del perno, le connessioni al potenziometro P2 devono essere eseguite nel modo qui illustrato.

Da una estremità il tubo verrà poi chiuso saldandovi un dischetto della stessa lastra di ottone, avente un diametro tale da consentirne l'introduzione con una leggera pressione all'imboccatura del tubo. L'estremità opposta verrà invece chiusa con un coperchio a pressione, realizzato col medesimo sistema con cui viene realizzato lo stesso involucro cilindrico.

L'estremità chiusa recherà al centro un foro del diametro di 9 millimetri, per l'introduzione della parte filettata del potenziometro P2. Il coperchio verrà invece forato nel modo opportuno per il fissaggio dell'interruttore I.

La **figura 2** illustra in **A** l'apparecchio montato, mettendo in evidenza la disposizione dei componenti. Ciò che appare evidente osservando questa figura è il fatto che la sonda (o puntale) tramite cui il segnale prodotto viene iniettato nei circuiti sotto prova, non è altro che un prolungamento dell'albero metallico del potenziometro P2, che è in origine direttamente a contatto col cursore.

Nel disegno, si nota anche che il commutatore miniaturizzato viene usato per una sola delle due sezioni disponibili. Volendo, le due sezioni possono essere collegate in parallelo tra loro, onde migliorare la sicurezza di contatto.

Inferiormente alla basetta recante i componenti, è visibile la pila a torcia, facente contatto col polo positivo con una molletta di ottone crudo fissato alla piastrina isolante con due rivetti, e collegata alla linea di alimentazione positiva, e col polo negativo ad una seconda molletta, anch'essa realizzata in ottone crudo, saldata ad uno dei contatti dell'interruttore. In tal modo, se la pressione con cui il coperchio viene inserito è sufficiente (essa dipende dall'abilità del costruttore nel realizzare l'involucro) il contatto con i due poli della pila resta assicurato.

La sezione **B** della medesima figura illustra l'apparecchio visto dal lato opposto, onde mettere in evidenza le connessioni eseguite dall'altro lato della basetta.

Per quanto riguarda il prolungamento del perno del potenziometro, per conferire al tutto una certa estetica è conveniente tagliarlo alla lunghezza di circa 10 millimetri, forarlo al centro in testa con un diametro maggiore (facente parte del potenziometro) può poi essere ricoperta con tubetto isolante, per consentire la regolazione dell'ampiezza dei segnali di uscita come se si trattasse di una normale manopola.

Ad evitare possibili errori, la **figura 3** mette in evidenza le connessioni al potenziometro P2.

La **figura 4** illustra in sezione la modifica da apportare al potenziometro P2. La **figura 5** illustra invece in **A** ed in **B** l'aspetto delle due mollette per i contatti della pila, rispettivamente della molletta positiva da fissare alla basetta che supporta il circuito, e di quella negativa da saldare al contatto dell'interruttore.

A montaggio completato, occorrerà praticare un foro nel coperchietto saldato da cui esce l'albero del potenziometro, di diametro adatto all'introduzione di un gommino passa-cavo. Attraverso il foro che esso reca al centro si farà infine passare un cavetto flessibile, facente capo internamente alla massa del circuito (ed anche alla massa dell'involucro), ed ester-

namente ad una pinzetta a coccodrillo, per il collegamento alla massa dell'apparecchiatura sotto prova.

La figura nel titolo mostra l'apparecchio interamente montato, visto in modo che risulti evidente il puntale sul quale sono disponibili i segnali prodotti. Lungo il lato si osservano la leva del commutatore, che può essere predisposta su una delle tre gamme disponibili (A la più bassa, B la media e C la più alta), e la manopola del potenziometro P1 che affiora all'esterno tanto quanto basta per consentirne la regolazione facendola ruotare con una lieve pressione del pollice.

L'interruttore di accensione non è invece visibile, in quanto si trova sul coperchio, dal lato opposto. La sua posizio-

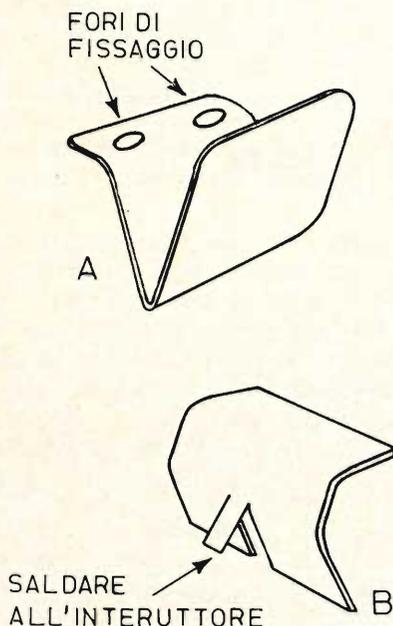



Fig. 5 - A e B rappresentano rispettivamente le mollette di contatto per i poli positivo e negativo della batteria. Il contatto A deve essere fissato con due rivetti alla basetta isolante, mentre il contatto B viene saldato ad un terminale dell'interruttore.

Fig. 4 - Metodo di modifica dell'albero del potenziometro P2, per adattare ad esso il puntale mediante il quale i segnali vengono iniettati nel circuito sotto prova.

ne — comunque — è del tutto intuitiva, e risulta abbastanza evidente dalla figura 2.

USO DEL GENERATORE

Come già si è detto, i segnali sono disponibili ai capi di P2 (del valore di 5.000 Ω) e vengono prelevati con un'ampiezza che dipende dalla posizione del relativo cursore. Essi vengono prelevati dal collettore di Tr2 tramite la capacità C4, prevista con un isolamento di 12 V. Ciò significa che — se l'apparecchio viene collegato ad un circuito in modo tale che una tensione risulti presente tra la massa ed il puntale, questa può deteriorare il potenziometro ed anche la capacità C4, se è di valore piuttosto elevato.

Per questo motivo, sarà bene che il lettore tenga presente che il generatore è stato progettato quasi esclusivamente per il controllo di piccoli amplificatori a tran-

sistor o di piccoli ricevitori radio, alimentati con una tensione inferiore a 12 V.

Ciò — comunque — non significa che il generatore non possa essere usato anche con apparecchi a valvole o con circuiti alimentati con una tensione superiore. Ove tale caso sussista, è sufficiente applicare i segnali al circuito sotto prova senza usufruire del puntale direttamente, bensì interponendo tra l'estremità di questo ed il punto di iniezione un condensatore avente una capacità di almeno 0,5 μF) per la gamma più alta. L'isolamento della capacità interposta deve inoltre essere tale da adattarsi alla tensione continua o alternata presente tra i punti di iniezione (massa a lato caldo).

Dal momento che l'intero generatore può essere tenuto comodamente in mano, né più né meno che come una grossa penna biro da ufficio, il suo uso è assai semplice: dopo aver collegato la pinzetta a coccodrillo alla massa dell'apparecchiatura sotto prova, e dopo aver inserito l'interruttore di accensione, si predispone innanzitutto il commutatore sulla gamma desiderata, dopo di che si regola approssimativamente l'ampiezza del segnale di uscita. Ciò fatto, si applica il segnale nel punto desiderato, regolando il potenziometro laterale in modo da ottenere la frequenza voluta.

Se il segnale udito attraverso l'altoparlante dell'amplificatore sotto prova (o visto eventualmente sull'oscilloscopio) è di forma troppo distorta, si può provare a ridurre l'ampiezza all'uscita del generatore ruotando in senso antiorario l'albero del puntale. Ovviamente, la rotazione in senso orario determina invece un aumento di ampiezza del segnale.

Esplorando le gamme con l'aiuto del potenziometro, è possibile effettuare una valutazione empirica del responso alla frequenza da parte dell'apparecchiatura sotto prova, in quanto ad orecchio è facile rendersi conto se le frequenze basse vengono amplificate con un guadagno pari a quello riscontrato con le frequenze medie e con quelle più elevate. Disponendo di un oscilloscopio, è inoltre possibile osservare la forma d'onda dei segnali presenti all'uscita del generatore, ed osservarla anche dopo lo stadio o gli stadi su cui si compiono i controlli. La forma d'onda risultante, sempre che l'operatore abbia la necessaria esperienza, può fornire preziose indicazioni agli effetti del guadagno, della distorsione, e del responso globale alla frequenza.

Dovendo usare il generatore per l'analisi di circuiti ad Alta o a Media Frequenza nei piccoli ricevitori tascabili a transistor, è necessario in primo luogo predisporlo sulla gamma C (frequenze elevate) e ruotare il potenziometro P1 in modo da rendere minima la resistenza che esso presenta nel circuito di base di Tr1. Ciò fatto, il segnale può essere iniettato nei circuiti sotto prova tramite una capacità di circa 1.000 o 2.000 pF, con ampiezza massima. Ruotando il potenziometro P1 con piccoli spostamenti, sarà facile trovare una frequenza di cui un'armonica elevata corrisponda a quella di sintonia o della Media Frequenza. Con questo segnale, per debole che sia, è possibile verificare lo stato di funzionamento degli stadi che precedono il rivelatore.

Concludendo questo strumento per la sua praticità e per i suoi numerosi impieghi darà, senza dubbio, notevoli soddisfazioni a chi vorrà intraprenderne la realizzazione.

I MATERIALI

R1	:	resistore da 1 kΩ - 1/2 W - 5%
R2	:	resistore da 10 Ω - 1/2 W - 5%
C1	:	condensatore in poliestere da 0,047 μF
C2	:	condensatore in poliestere da 0,1 μF
C3	:	condensatore in poliestere da 0,047 μF
C4	:	condensatore elettrolitico da 2 μF - 12 V
C5	:	condensatore elettrolitico da 100 μF - 8 V
P1	:	potenziometro miniatura lineare da 100 kΩ
P2	:	potenziometro lineare da 4,7 kΩ
I	:	interruttore a leva
Tr1	:	transistor AC127
Tr2	:	transistor AC128
1	-	involucro cilindrico in ottone - vedi testo
1	-	basetta in cartone bachelizzato - vedi testo - cm 10 di tondo di ottone crudo da 4 mm
1	-	gommino passa-cavo
1	-	pinzetta a coccodrillo

ADATTAMENTO DEGLI ALTOPARLANTI E DEGLI AMPLIFICATORI A TRANSISTOR PER ALTA FEDELTÀ

ALTA FEDELTA'

I Parte

Riportiamo in questo articolo e in un altro che seguirà alcune note sull'adattamento degli altoparlanti e degli amplificatori a transistor di alta fedeltà, occupandoci dell'impedenza dell'altoparlante e della sua funzione nel circuito.

In un complesso di alta fedeltà, se vogliamo ottenere una audizione di qualità, è essenziale effettuare un collegamento razionale fra l'altoparlante e l'amplificatore. Qualunque siano le rispettive qualità dei due elementi, si tratta di ottenere un esatto adattamento delle impedenze su tutta la gamma delle frequenze musicali.

Naturalmente questo problema è sempre stato di grande importanza negli amplificatori a valvole esso consiste essenzialmente nella determinazione dei trasformatori di uscita i quali molto spesso hanno delle caratteristiche difficili da ottenere e sono molto costosi. Di conseguenza, si deve fare attenzione alla messa a punto dei sistemi di collegamento diretto fra gli stadi di uscita e l'altoparlante che comprende una bobina mobile con resistenza più alta.

Questo problema dell'adattamento è diventato ancora più importante e più difficile da risolvere, con l'affermarsi degli amplificatori a transistor i quali sono particolarmente sensibili alle variazioni del carico, soprattutto per dei valori bassi, inferiori ai valori medi nominali; questo problema va studiato in modo particolare quando si tratta di adattare degli altoparlanti addizionali a una installazione di alta fedeltà già esistente.

Si deve ricordare che il transistor al contrario di una valvola non può funzionare così facilmente con delle potenze di punta che si producono nel corso delle variazioni del carico a causa del fatto che esso non può dissipare, nella maggior parte dei casi, a sufficienza il calore sviluppato in questi momenti, soprattutto se si tratta di transistor di uscita di potenza relativamente elevata.

Una valvola amplificatrice funziona normalmente con una impedenza di carico che produce una potenza di uscita massima per una distorsione data. Gli amplificatori equipaggiati a semiconduttore funzionano abitualmente per un valore molto maggiore; la forma della curva mostra in modo evidente la differenza esistente fra il funzionamento di questi elementi amplificatori.

In fig. 1 è indicata la variazione della potenza di uscita per un dato valore di distorsione, quando la resistenza di carico viene modificata in un amplificatore a transistor. Questo amplificatore funziona nelle condizioni rappresentate dal punto a destra della curva. Quando la resistenza di carico diminuisce al di sotto del valore minimo per il quale l'amplificatore è normalmente costruito, si rischia di rompere i transistor o gli elementi che li proteggono.

I transistor di potenza al silicio, per esempio, ormai d'impiego normale, possono dissipare in modo continuo una potenza di 100 W con una temperatura ambiente di 50 °C.

In un amplificatore alimentato a 70 V stabilizzati per assicurare una potenza di uscita continua leggermente superiore a 75 W su un carico di 8 Ω, la dissipazione massima con un segnale sinusoidale è del 40,6% della potenza di uscita, cioè di circa 15 W per transistor finale supponendo di avere una tensione di alimentazione perfettamente stabilizzata e l'assenza di perdite, escluso nei transistor.

Con dei segnali rettangolari, la potenza è dell'ordine di 20 W e per delle frequenze molto basse, per le quali la dissipazione può essere calcolata come per un amplificatore a corrente continua, la dissipazione raggiunge i 38 W per transistor, sempre con delle oscillazioni sinusoidali.

Questi risultati si ottengono sempre nei limiti di sicurezza. Un amplificatore di questo tipo deve essere equipaggiato di un fusibile da 2 A sull'altoparlante, in grado di sopportare anche 3 A durante i brevi periodi che corrispondono al passaggio dei transistori più intensi, questo permette all'amplificatore di funzionare fornendo la sua potenza massima di uscita. Nel caso di carichi resistivi di 4 Ω, il valore nominale del fusibile deve essere aumentato, in modo da permettere il funzionamento alla potenza totale.

Vediamo ora cosa si produce in un carico di resistenza più bassa, come per esempio 1 Ω; in presenza di un segnale di punta sull'ingresso di carattere istantaneo, la metà della tensione di alimentazione viene trasmessa ai capi del carico in serie con la resistenza interna del transistor, più la resistenza del suo emettitore, vale a dire 1 Ω, e si ha quindi la seguente relazione:

Fig. 1 - Variazione della potenza di uscita per un dato valore di distorsione nel caso si modifichi la resistenza di carico in un amplificatore a valvole e in uno a transistor.

$$\text{Corrente costante} = \frac{\text{Tensione di alimentazione}}{\text{Resistenza}} = \frac{70/2}{2} = 17{,}5\ \text{A}$$

La corrente massima prodotta, supera il valore nominale permesso di 15 A e il fusibile salta, ma anche questo non è sempre sufficiente per proteggere in tempo il transistor.

Se il carico ha un valore normale, ma è reattivo invece che resistivo, tutta l'energia fornita dall'alimentatore deve essere dissipata nel transistor e nella resistenza del suo emettitore. La dissipazione massima di punta per i due transistor di uscita si produce quando la tensione ai capi di ciascun transistor corrisponde a 0,75 volte la tensione di alimentazione e la corrente ha 0,866 volte la corrente massima I_m; si avrà così:

$$P_{dmax} = 0{,}75\ E_b \times 0{,}866\ I_{max} = 0{,}65\ E_b\ I_{max}$$

la corrente I_{max} è uguale al suo valore per la potenza di uscita totale nella resistenza nominale resistiva, cioè:

$$E_b \times 2\ R_L = 70 : (2 \times 8) = 4{,}37\ A$$

la potenza quindi si ricava dalla formula seguente:

$$P_{dmax} = 0{,}65 \times 70 \times 4{,}37 = 199\ W$$

Come si può constatare questa supera la potenza massima nominale del transistor.

Infatti, i problemi posti dagli amplificatori attuali e il loro carico non sono più così critici e dannosi come le formule precedenti potrebbero far credere, perchè le tensioni di alimentazione diminuiscono quando la potenza di uscita aumenta. Nei calcoli effettuati per la dissipazione, si è trascurato la presenza della resistenza di emettitore e i carichi non sono in pratica solamente reattivi.

In ogni modo è indispensabile, per avere un funzionamento sicuro degli amplificatori a transistor, studiare con cura il valore e il carattere dell'impedenza di carico che viene impiegata.

L'impedenza dell'altoparlante

Il circuito collegato ai capi dell'altoparlante elettrodinamico può essere considerato come se fosse formato dalla resistenza della bobina mobile montata in serie

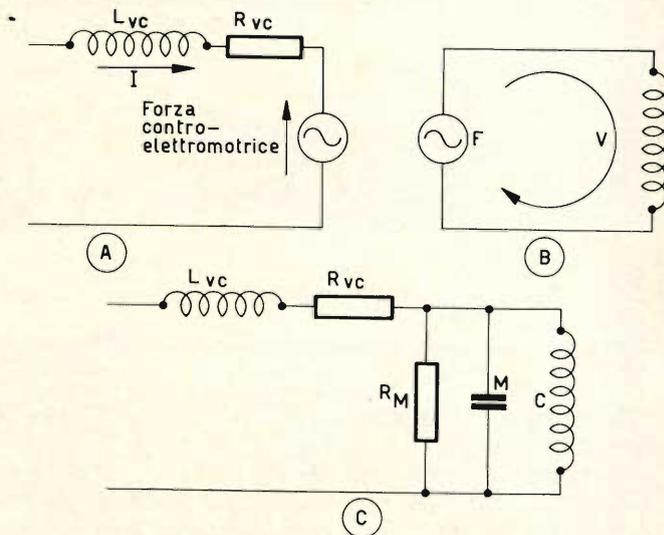



Fig. 2 - Circuiti equivalenti di un altoparlante elettrodinamico.

con la sua induttanza e l'insieme fosse disposto in serie con un generatore, come si può vedere in fig. 2. Questo generatore rappresenta la forza contro-elettro-motrice aumentata dallo spostamento della bobina mobile nel campo magnetico. Questa tensione dipende dalla densità del flusso magnetico, dalla lunghezza del conduttore che forma la bobina mobile e dalla velocità di spostamento di quest'ultima.

Per delle frequenze poste molto al di sotto della risonanza, il movimento dipende dalla massa, vale a dire che l'altoparlante funziona come se la rigidità della sua sospensione fosse quasi nulla e la resistenza meccanica dovuta all'attrito e alla resistenza acustica della massa d'aria fosse un po' più trascurabile.

Il circuito semplificato analogo è rappresentato in fig. 2 b.

Per analogia con un circuito elettrico, la velocità V corrisponde alla corrente e la forza F è in ritardo sulla tensione perchè il circuito è induttivo.

In questo modo, la forza è in fase con la corrente di trascinamento, poichè la forza è direttamente proporzionale alla corrente motrice.

La velocità è in ritardo sulla corrente motrice, ciò significa che la tensione aumentata è ugualmente in ritardo sulla corrente motrice. Di conseguenza, il generatore rappresentato in fig. 2a corrisponde a un circuito nel quale la corrente è in anticipo sulla tensione. Questo significa che l'impedenza dinamica o impedenza elettrica sostituita al generatore è capacitiva. Essa è rappresentata da una massa M nel circuito equivalente completo indicato in fig. 2c.

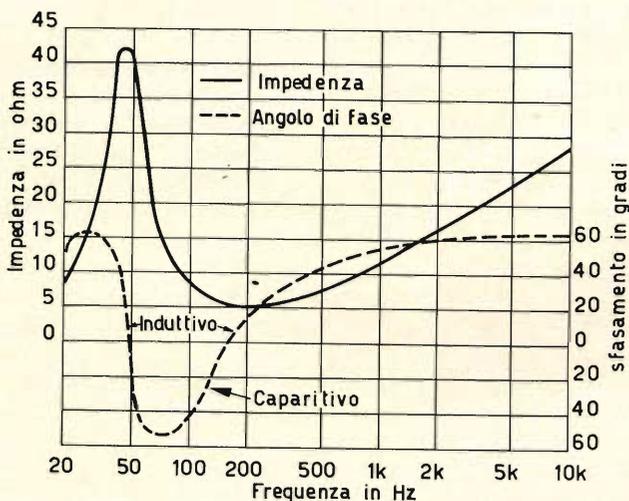



Fig. 3 - Curva d'impedenza completa di un altoparlante.

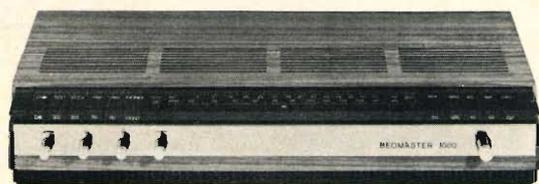
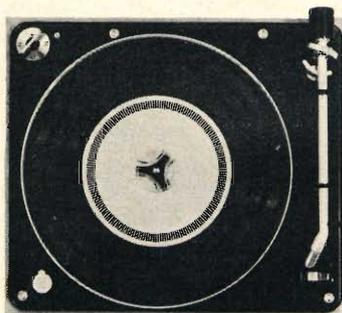
Al di sotto della risonanza c'è la rigidità della sospensione che gioca un ruolo importante e si trasforma nel circuito elettrico sotto forma di una induttanza. Sulla fig. 2c si è rappresentata come una complianza C.

L'elemento resistivo corrisponde a una tensione in fase e a una resistenza elettrica R μ. Noi sappiamo che per la risonanza l'impedenza aumenta, dunque esse devono essere collegate in parallelo come è indicato sullo schema.

In fig. 3 è riportata la curva d'impedenza completa di un altoparlante tipico. Il picco della curva si produce attorno alla frequenza di 400 Hz nell'altoparlante per i suoni bassi a radiazione diretta o Woofer e negli altoparlanti a larga gamma con un valore d'impedenza leggermente maggiore della resistenza della bobine mobile.

Il valore della differenza permette la misura del rendimento elettromeccanico dell'altoparlante. Poichè l'aumento dell'impedenza è determinato dalla forza contro-

Elegante impianto stereo ideale per la sistemazione in scaffali o librerie

Amplificatore-sintonizzatore stereo - Beomaster 1000 dalla linea ultrapiatta ed elegantissima - Potenza d'uscita 15+15 W.
Adatto per altoparlanti B & O di vari tipi e potenze - Giradischi stereo Beogram 1000 con caratteristiche semiprofessionali.
Provvisto della famosa testina originale B & O SP7.

GARANZIA G.B.C electronics QUALITÀ G.B.C electronics PREZZO

elettro-motrice prodotta dallo spostamento della bobina, un forte aumento si manifesta con una velocità elevata, e ne risulta un rendimento elevato.

Poichè gli altoparlanti a irradiamento diretto hanno dei rendimenti dell'ordine minore dell'1 %, fino a qualche percentuale solamente, si può prevedere una variazione notevole dell'impedenza nelle frequenze medie. Così in realtà il valore minimo dell'impedenza di un altoparlante è determinato dalla resistenza della bobina mobile.

L'aumento per le frequenze più elevate è dovuto all'induttanza della bobina mobile; negli altoparlanti a larga gamma questo fenomeno non è desiderabile; per una sorgente motrice a tensione costante, si riduce la corrente della bobina mobile per le frequenze elevate, con un indebolimento della curva di risposta corrispondente.

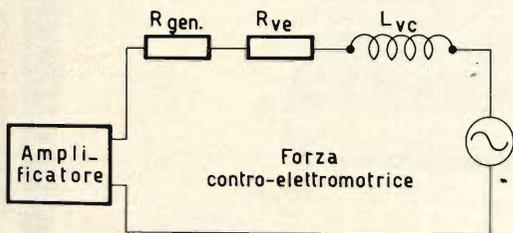



Fig. 4 - Azione della forza contro-elettro-motrice su un altoparlante.

Il metodo più efficace per diminuire questo fenomeno consiste nel ricoprire il pezzo polare centrale del dispositivo magnetico con un cappuccio di rame che agisce come un anello di cortocircuito e riduce l'induttanza della bobina mobile. Ma poiché questa capsula occupa un certo spazio, che altrimenti sarebbe stato occupato dal magnete stesso, la densità del flusso è più o meno ridotta e ne risulta una diminuzione del rendimento totale, anche questo procedimento noto da molto tempo presenta i suoi inconvenienti.

Il picco constatato al momento della risonanza è determinato principalmente dalla densità del flusso e dalle perdite dovute alla resistenza, vale a dire lo smorzamento dell'altoparlante. Al momento della risonanza, il sistema meccanico gioca il ruolo di una resistenza e, se non avesse delle perdite e delle resistenze dovute alla massa d'aria, la velocità di spostamento della bobina mobile sarebbe teoricamente infinita.

Con un valore dato delle perdite resistive, la velocità è proporzionale al flusso motore, come la forza contro-elettro-motrice e la resistenza dinamica. In questo modo più l'aumento è grande e più il punto d'impedenza è importante al momento della risonanza. Questo fatto sembra essere in contraddizione con l'idea che un altoparlante fornito di un magnete potente è, per questo fatto, ben smorzato, ma ciò corrisponde al vero.

Quando l'altoparlante è collegato a un amplificatore di impedenza bassa con un fattore di smorzamento elevato, si ha un elemento di smorzamento addizionale, cioè lo smorzamento elettrico proveniente dall'amplificatore. La forza contro-elettromotrice prodotta dallo spostamento della bobina mobile agisce allora in un circuito chiuso, come si può vedere in fig. 4. La tensione dovuta al movimento della bobina è opposta alla tensione applicata dall'amplificatore e riduce la tensione netta, che trasmette una corrente attraverso la bobina mobile.

A sua volta, questo fenomeno diminuisce la corrente, e questo riduce la velocità di spostamento. Così la forza contro-elettro-motrice agisce in modo tale che essa si oppone alla sua propria azione, e come risultato si avrà uno smorzamento del sistema.

(Da « Le Haut-Parleur » 1960)

IMPIEGO DEL TRANSISTOR A GIUNZIONE SINGOLA NUOVE IDEE

CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI

II Parte

Nella prima parte di questo articolo, dopo aver riassunto i principi di funzionamento del transistor a giunzione singola, sono state descritte alcune applicazioni fondamentali, e precisamente sono stati illustrati alcuni circuiti adatti alla produzione di segnali a dente di sega, in particolare del tipo a forte linearità, adatto cioè ad eccitare l'amplificatore di deflessione orizzontale in un oscilloscopio a raggi catodici. In questa seconda ed ultima parte — invece — concluderemo l'argomento illustrando altre importanti applicazioni di questo tipo di semiconduttore, tra cui alcuni dispositivi di conversione dal sistema analogico al sistema numerico, alcuni circuiti a ritardo per l'eccitazione controllata di relé, ed un dispositivo elettronico di conteggio per impulsi.

CONVERTITORI ANALOGICO/NUMERICO

I convertitori di questo tipo vengono realizzati ed impiegati sostanzialmente per convertire fenomeni fisici in fenomeni elettrici, onde consentirne la misura. Ad esempio, mediante un convertitore di questo tipo è possibile trasformare variazioni di intensità di luce, di temperatura, o di qualsiasi altra grandezza che possa essere rappresentata da un valore resistivo, in variazioni di frequenza.

Vediamo in pratica come sia possibile ottenere tali applicazioni.

Tipo resistivo

Un esempio di applicazione di questo genere è illustrato alla **figura 7,** nella quale un elemento resistivo sensibile alla temperatura, contrassegnato TR, è collegato in parallelo alla resistenza R1, in modo da esercitare una notevole influenza agli effetti della costante di tempo che governa il procedimento di carica della capacità C: a causa di ciò, trattandosi sostanzialmente di un generatore di impulsi a dente di sega del tipo precedentemente considerato, qualsiasi variazione del valore intrinseco della termoresistenza TR determina una variazione corrispondente della frequenza dei segnali prodotti.

Con i valori elencati a proposito del circuito di figura 7, è possibile ottenere una gamma di frequenze compresa tra 30 Hz e 3.700 Hz; il valore limite inferiore viene ottenuto quando l'elemento variabile, ossia la termoresistenza, presenta un valore resistivo talmente elevato da poter essere considerato un circuito aperto agli effetti pratici.

I segnali di uscita vengono prelevati in derivazione sulla resistenza R4, e consistono in una serie di impulsi. Se questi

ELENCO DEI VALORI	
R1 =	560 kΩ
R2 =	2,2 kΩ
R3 =	470 Ω
R4 =	100 Ω
C =	0,1 μF
TR =	Vedi testo
Tr =	2N2646
Freq.	30 - 3.700 Hz

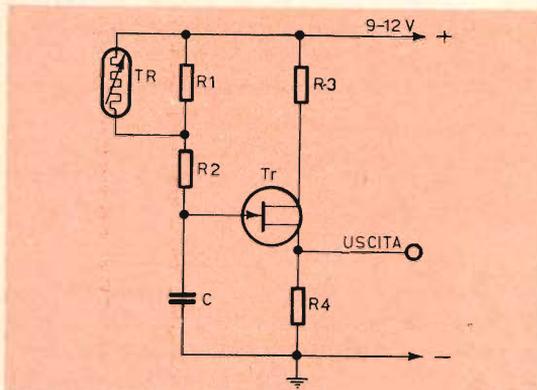
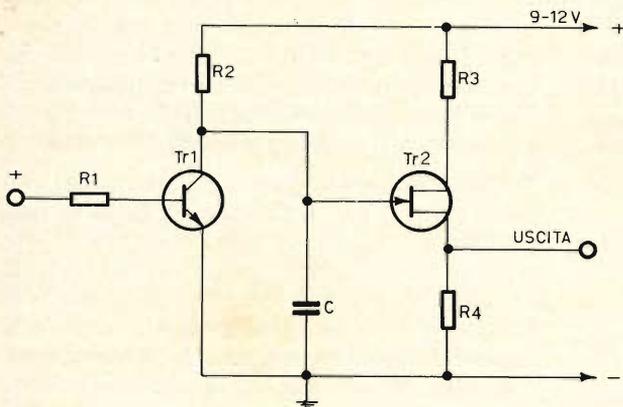



Fig. 7 - Circuito convertitore analogico/numerico, del tipo sensibile a variazioni di resistenza: le variazioni del valore intrinseco della termoresistenza TR a causa delle variazioni di temperatura fanno variare la frequenza delle oscillazioni prodotte tra un minimo di 30 Hz ed un massimo di 3.700 Hz.

impulsi vengono applicati ad un trasduttore acustico, è possibile udirli anche se presentano una frequenza estremamente ridotta.

Questo dispositivo si rivela particolarmente utile quando è necessario valutare a distanza fenomeni fisici quali le variazioni di temperatura, in quanto gli impulsi prodotti vengono sfruttati per modulare un segnale a radiofrequenza o qualsiasi altro mezzo di trasmissione. In corrispondenza del ricevitore all'estremità opposta della linea, l'informazione numerica può essere riconvertita in informazione analogica, mediante un semplice circuito per la misura diretta della frequenza.

Tipo sensibile alla tensione

I circuiti di questo tipo presentano possibilità di applicazioni simili a quelle offerte dal circuito con controllo resistivo. Le relative frequenze di funzionamento — però — vengono in questo caso controllate da una tensione o da qualsiasi altra grandezza che possa essere rappresentata da una tensione, vale a dire il segnale di uscita fornito da una cellula fotovoltaica, da una termocoppia, eccetera.

La **figura 8** illustra un esempio tipico di convertitore con controllo in parallelo. Tr1 è collegato in modo tale che il circuito compreso tra l'emettitore ed il collettore si trovi direttamente in parallelo al condensatore che determina la costante di tempo (C) per cui assorbe una parte della corrente di carica, intervenendo agli effetti della frequenza di funzionamento.

Se sulla base del transistor Tr1 non è presente alcuna tensione, questo transi-

ELENCO DEI VALORI	
R1 =	Vedi testo
R2 =	2,2 kΩ
R3 =	470 Ω
R4 =	100 Ω
C =	0,1 μF
Tr1 =	2N2926 o AC127
Tr2 =	2N2646
Freq.	800 - 3.700 Hz

Fig. 8 - Altro esempio di convertitore analogico/numerico, del tipo funzionante in parallelo. Qualsiasi tensione variabile applicata all'ingresso, proveniente da un trasduttore qualsiasi, determina variazioni corrispondenti della frequenza delle oscillazioni comprese tra 800 e 3.700 Hz.

stor si trova in stato di interdizione, per cui il circuito funziona alla sua massima frequenza, pari approssimativamente a 3.700 Hz, attribuendo ai componenti i valori elencati. Non appena una tensione positiva viene invece applicata alla base di Tr1, questo transistor passa in stato di conduzione, il che determina una notevole riduzione della frequenza delle oscillazioni prodotte.

Una limitazione nell'impiego di questo tipo di circuito consiste nel fatto che — non appena Tr1 passa in stato di conduzione — la relativa tensione di collettore diminuisce; se però essa diminuisce fino

ELENCO DEI VALORI
R1 = Vedi testo
R2 = 2,2 kΩ
R3 = 560 kΩ
R4 = 470 Ω
R5 = 100 Ω
C = 0,1 μF
Tr1 = 2N3702 o AC128
Tr2 = 2N2646

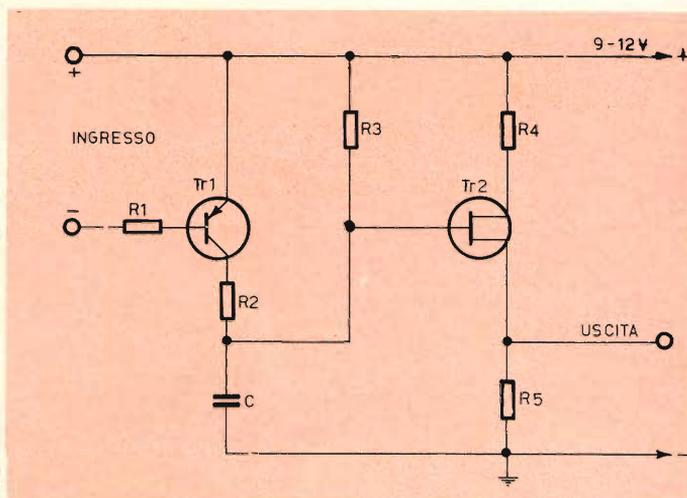



Fig. 9 - Altro tipo di convertitore analogico/numerico sensibile alla tensione, del tipo funzionante in serie. La tensione variabile di ingresso fa variare la frequenza delle oscillazioni tra un minimo di 30 ed un massimo di 3.700 Hz.

a raggiungere un valore inferiore a quello critico rappresentato dal simbolo V_P (vedi puntata precedente), il circuito cessa di funzionare. A causa di ciò, la gamma dinamica di funzionamento è piuttosto limitata, ed il valore minimo in questo caso specifico è dell'ordine di 800 Hz.

Il valore di R1 viene stabilito sperimentalmente, in modo da adattarlo alla tensione di controllo disponibile. Solitamente, essa presenta un valore di poche centinaia di migliaia di ohm, con potenziali fino ad un massimo di circa 10 V, mentre può essere dell'ordine di alcuni Megaohm con potenziali dell'ordine di 100 V.

La **figura 9** illustra il circuito elettrico di un altro convertitore di questo tipo, funzionante però col sistema di controllo in serie. In questo caso, la corrente di carica della capacità C viene controllata quasi totalmente ad opera del transistor Tr1. Quando quest'ultimo viene messo in condizione di condurre una notevole corrente (ossia in stato di saturazione) mediante una tensione applicata ad R1, la corrente che carica la capacità C viene limitata ad opera di R2, ed il circuito funziona alla frequenza approssimativa di 3.700 Hz. In assenza di alcuna tensione applicata tra R1 ed il terminale positivo di alimentazione, lo stadio Tr1 si trova in stato di interdizione, per cui la capacità C si carica invece tramite R3, determinando una frequenza di funzionamento pari approssimativamente a 30 Hz.

Tra i due valori estremi, la frequenza può essere controllata in modo assai preciso ad opera della tensione applicata ad R1 (che controlla la corrente di collettore di Tr1). Il valore di R1 viene anche in questo caso stabilito sperimentalmente, come si è detto a proposito del circuito di figura 8.

Nei circuiti delle figure citate 8 e 9, Tr1 è in stato di interdizione finché non viene applicata alla sua base una tensione di polarizzazione in senso diretto avente un valore approssimativo di 600 mV, per cui la frequenza di funzionamento non viene influenzata da tensioni inferiori a tale valore. Tale difficoltà può essere tuttavia superata applicando alla base di Tr1 una polarizzazione stabile, così come si osserva nel circuito di **figura 10.** Questa modifica consente l'impiego di tensioni di ingresso di valore che può ridursi persino a zero, ed anche l'impiego di tensioni aventi una polarità invertita, senza impedire lo sfruttamento delle caratteristiche intrinseche del dispositivo.

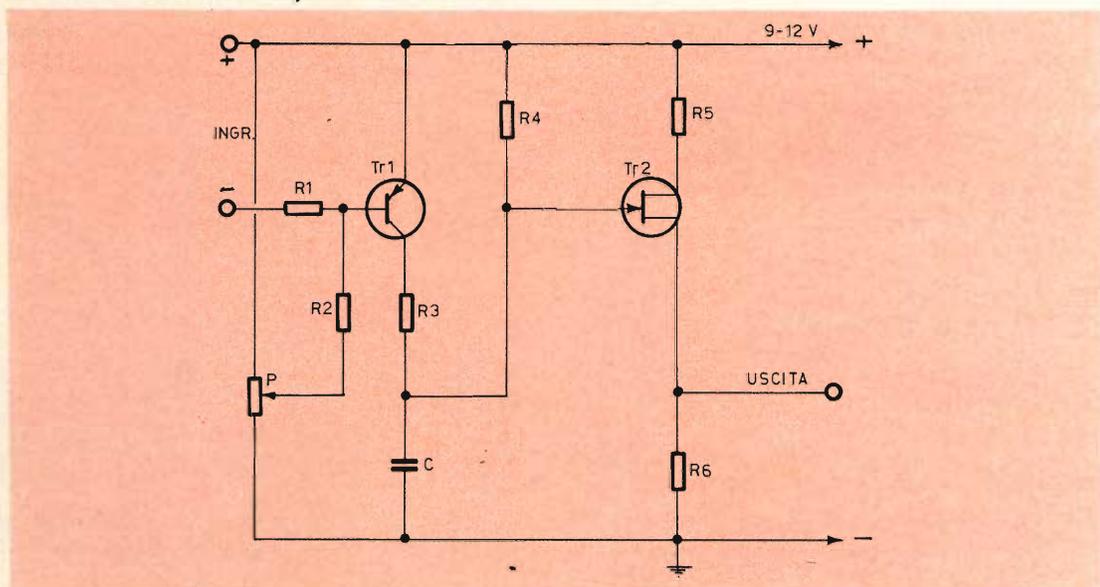



Fig. 10 - Circuito di un convertitore analogico/numerico del tipo in serie con caratteristiche migliorate.

ELENCO DEI VALORI

R1 =	Vedi testo	R6 =	100 Ω
R2 =	330 kΩ	P =	5 kΩ
R3 =	2,2 kΩ	C =	0,1 μF
R4 =	560 Ω	Tr1 =	2N3702 o AC128
R5 =	470 Ω	Tr2 =	2N2646

CIRCUITI A RITARDO PER RELE'

I circuiti di questo tipo permettono di ottenere ritardi di tempo entro una gamma compresa approssimativamente tra 0,5 secondi ed 8 minuti, agli effetti del funzionamento di relé di tipo convenzionale. In altre parole, col loro aiuto è possibile ottenere un ritardo di tempo di lunghezza prestabilita tra il momento in corrispondenza del quale la tensione di eccitazione viene applicata, ed il momento in corrispondenza del quale il relé scatta.

Nel circuito di **figura 11**, il relé risulta collegato in modo tale che l'avvolgimento di eccitazione si trovi tra la base inferiore del transistor a giunzione singola, e la linea negativa di alimentazione del dispositivo. In questo caso particolare, i contatti del relé sono complessivamente tre, di cui quello centrale mobile e i due laterali fissi. Una coppia di tali contatti è normalmente chiusa, il che significa che le due lamelle sono in contatto tra loro, finché il relé non viene eccitato. Non appena si verifica l'eccitazione del relé, la laminetta centrale mobile si sposta verso l'elettromagnete, interrompendo il circuito normalmente chiuso, e chiudendo invece il circuito normalmente aperto. Per l'esattezza, nel caso illustrato i contatti A B sono normalmente chiusi, mentre i contatti A C sono normalmente aperti.

Osservando il circuito con attenzione, è facile notare che — in condizioni normali,

vale a dire quando il relé non è eccitato — la linea di alimentazione positiva alla quale è applicato il potenziale massimo di 20 V fa capo attraverso i contatti A B del relé ai terminali superiori della resistenza R2 e del potenziamento P. Ciò significa che, in assenza di eccitazione del relé, il transistor a giunzione singola funziona con un potenziale di alimentazione massimo di 20 V.

Il circuito è tuttavia fondamentalmente del tipo illustrato a suo tempo alla figura 3 (vedi puntata precedente), per cui — non appena applicata la tensione di alimentazione — il transistor si trova in stato di interdizione: tuttavia, entro un certo periodo di tempo, la capacità C si carica a causa della corrente che scorre attraverso il potenziometro P e la resistenza R1. Di conseguenza, in un determinato istante ai capi della capacità C si presenta un potenziale avente polarità tale da portare in stato di conduzione la giunzione di emettitore del transistor Tr. Il passaggio alla stato di conduzione dipende quindi dalla costante di tempo RC, agli effetti della quale esiste un compoponente variabile costituito dal potenziometro P: il valore che viene conferito a questa resistenza, che viene parzialmente cortocircuitata dal cursore, stabilisce quindi la durata del periodo di tempo durante il quale C si carica, ritardando in tal modo l'istante in cui avviene il passaggio allo stato di conduzione.

Non appena tale passaggio si è verificato, si ha un flusso di corrente attraverso l'avvolgimento di eccitazione del relé, per cui esso si eccita aprendo il contatto tra le lamelle A B, e chiudendo il contatto tra le lamelle A e C.

A seguito dell'eccitazione del relé, la tensione di alimentazione di 20 V positivi non risulta più applicata al circuito del transistor a giunzione singola: al contrario, a seguito della chiusura dei contatti A C, la medesima tensione viene applicata tramite la resistenza R3 alla base inferiore del transistor. Tuttavia, dal momento che a quest'ultima fa capo anche il terminale superiore del relé, quest'ultimo rimane in stato di eccitazione.

In questo tipo di circuito, il relé deve essere del tipo ad azione rapida ed a bassa tensione, con una resistenza alla corrente continua dell'avvolgimento inferiore a 150 Ω. La tensione di alimentazione del circuito deve essere pari almeno a quattro volte la tensione tipica di funzionamento del relé: inoltre, il valore di R3 deve essere scelto in modo da stabilire

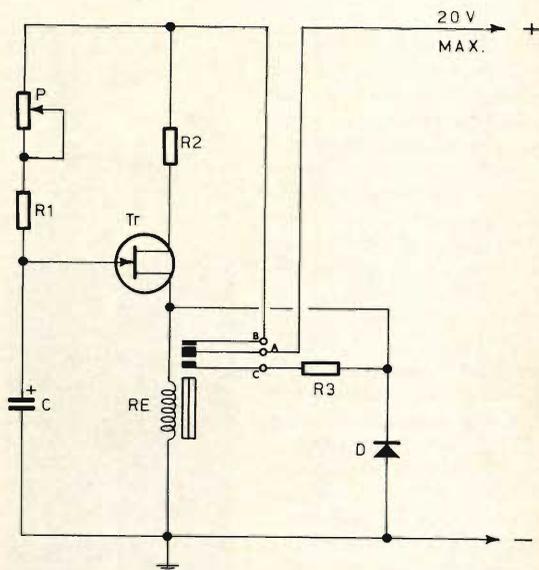



Fig. 11 - Circuito basilare di ritardo per il funzionamento di relé. Se la capacità C ha il valore di 100 μF, il relé è regolabile approssimativamente tra 0,5 e 50 secondi. Se invece a C viene attribuito il valore di 1.000 μF, il ritardo varia tra 3 secondi ed 8 minuti.

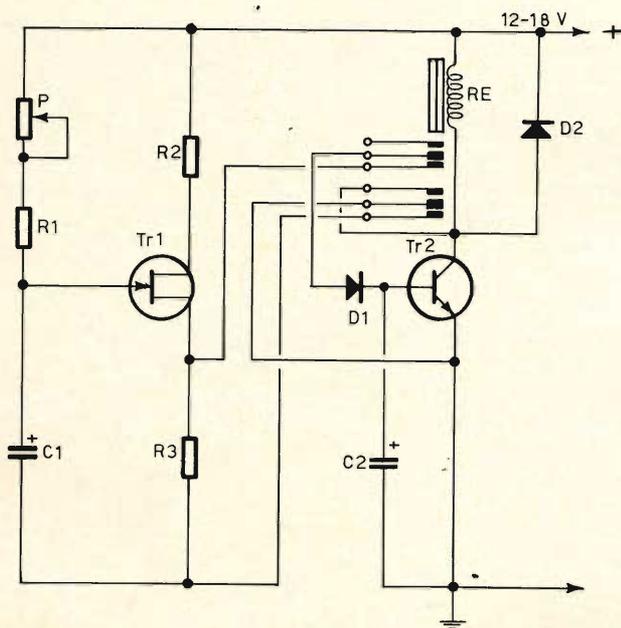
ELENCO DEI VALORI

R1	**=**	**2,2 kΩ**	**D**	**=**	**Qualsiasi diodo al sil.**
R2	**=**	**470 Ω**			
R3	**=**	**Vedi testo**	**C**	**=**	**100 o 1.000 μF**
P	**=**	**500 kΩ**	**Tr**	**=**	**2N2646**
			RE	**=**	**Vedi testo**

il valore esatto della corrente di eccitazione entro i dovuti limiti, quando il relé stesso viene eccitato direttamente dalla tensione di alimentazione, anziché dalla corrente che scorre attraverso il transistor a giunzione singola.

Una delle difficoltà tipiche presentate dal circuito illustrato alla figura 11 consiste nel fatto che le caratteristiche elet-

tromeccaniche del relé sono piuttosto critiche: tale inconveniente può essere però facilmente evitato adottando il circuito illustrato alla **figura 12.**

In questo caso, il relé viene collegato in modo tale che l'avvolgimento di eccitazione risulti in serie al circuito di collettore di un secondo transistor funzionante come stadio di amplificazione: oltre a ciò, come è facile osservare, il relé è munito in questo caso di due terne di contatti, perfettamente eguali tra loro in quanto due coppie di contatti sono normalmente chiuse, mentre le altre due coppie sono normalmente aperte. Per ciascuna terna, il contatto mobile è naturalmente quello centrale.

ELENCO DEI VALORI

R1	=	**2,2 kΩ**
R2	=	**470 Ω**
R3	=	**Vedi testo**
P	=	**500 kΩ**
C1	=	**100 o 1.000 μF**
C2	=	**100 μF**
Tr1	=	**2N2646**
Tr2	=	**2N2926 o AC127**
D1	=	**Qualsiasi diodo al sil. per impieghi generali**
D2	=	**Come D1**
RE	=	**Vedi testo**

Fig. 12 - Altro esempio di dispositivo per il funzionamento ritardato di relé. I tempi di ritardo ottenibili sono analoghi a quelli citati a proposito della figura 11.

Il transistor Tr2 è normalmente in stato di interdizione. Non appena il transistor a giunzione singola, Tr1, viene eccitato a seguito del passaggio allo stato di conduzione della giunzione di emettitore, un impulso di polarità positiva che si sviluppa ai capi di R3 viene applicato alla base di Tr2, attraverso il diodo D1. A causa dell'applicazione di questo impulso, Tr2 passa in stato di conduzione, per cui il relé si eccita effettuando la commutazione nelle due terne di contatti.

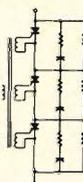
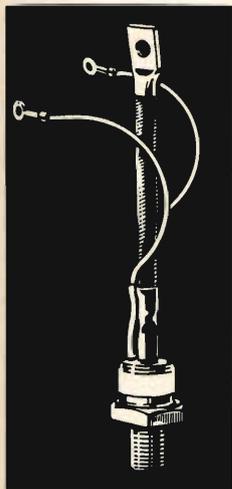
Non appena si è verificata la commutazione, C2 inizia rapidamente a caricarsi ad opera del potenziale presente tra base ed emettitore di Tr2.

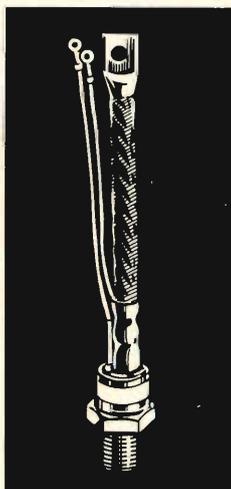
Al termine dell'impulso di eccitazione, il transistor a giunzione singola Tr1 passa nuovamente in stato di interdizione, per cui il diodo D1 risulta polarizzato in senso inverso; la capacità C2 si scarica perciò attraverso il circuito di base di Tr2, mantenendo il relé in stato di eccitazione per un intervallo di tempo avente una durata pari approssimativamente a 100 ms. Ne deriva che C2 assume il ruolo di **espansore dell'impulso**, ed elimina quindi la necessità di usare un relé ad azione rapida.

Non appena il relé comincia a scattare, la linea di alimentazione negativa (di massa) facente capo a Tr1 viene interrotta a causa dell'apertura dei relativi contatti nel relé (terna inferiore nello schema di figura 12). Il potenziale negativo fornito dalla sorgente di alimentazione resta tuttavia collegato al circuito di emettitore di Tr2, e quindi anche al terminale negativo della capacità C2. Infine,

La I-R presenta le ultime novità della sua vasta gamma di produzione nel campo dei raddrizzatori di corrente al silicio per applicazioni industriali di potenza e per montaggi di grande serie su circuiti stampati.

ACE THYRISTOR SERIE 81RLA - 81RLB

- ACE (ACCELERATED CATHODE EXCITATION)
- PROCESSO EPITASSIALE I-R ESCLUSIVO
- COSTRUZIONE ESCLUSIVA PER ACCENSIONE VELOCE.
- 80 AMP. MEDI
- 800 A/μsec
- ALTO dV/dt

Per la prima volta un THYRISTOR dà la possibilità di trascurare la conoscenza dei circuiti ad esso connessi, permettendo così a chiunque di utilizzare SCR di potenza altamente evoluti senza la necessità di nozioni tecniche particolari.
Questi nuovi elementi I-R, molto adatti per l'uso in serie su altissime tensioni, possono essere accesi con circuiti di firing standard e semplici, ed eliminano la necessità di reattori saturabili.

LOGIC TRIAC DA 200 AMP

Il "LOGIC-TRIAC" da 100 e 200 AMP. R.M.S. con tensioni fino a 1000 VOLT, costituisce il risultato della più avanzata tecnica epitassiale sviluppata dalla International Rectifier nella sua specializzazione per l'alta potenza.
Proprio per la sua particolare strutturazione è oggi il più grande TRIAC disponibile sul mercato e trova vantaggiosa applicazione in controlli di potenza c. a. fino a 150 kW.
Poichè il prezzo di questo TRIAC I-R è equivalente od inferiore alla somma dei prezzi di due diodi controllati, esso sostituisce vantaggiosamente, dal punto di vista economico, dispositivi a due SCR in antiparallelo, riducendo tempi di lavorazione ed assicurando inoltre una auto-protezione da transitori di tensione senza la necessità di circuiti protettivi.
Infatti quando la tensione supera un certo valore di breakover in entrambe le polarità, il TRIAC passa in conduzione senza danneggiarsi.

DIODO DI POTENZA SERIE 21PT

(PER CIRCUITI STAMPATI)

È un diodo al silicio da 6 AMP. in aria naturale senza radiatore con possibilità di connessione su normali bandelle e su circuiti stampati.
Con un incapsulamento in resina epossidica e con una doppia protezione interna, ottenuta con isolanti al silicone, la I-R ha potuto raggiungere in questo elemento, un'alta qualità ed un basso costo.
Le alette dorate assicurano, oltre ad una buona dissipazione di calore, una bassa caduta di tensione nelle connessioni ed un'ottima saldabilità.

INTERNATIONAL RECTIFIER
CORPORATION ITALIANA S.p.A.

10071 BORGARO TORINESE
via Liguria 19 - Tel. 49 84 84 (5 linee)

UFFICIO DI MILANO
via Medardo Rosso 16 - Tel. 60 08 36

AEROSTUDIO BORGHI

quando il relé ha completato la fase di commutazione, la tensione di alimentazione viene collegata direttamente al suo avvolgimento, mantenendolo quindi in stato di eccitazione, ed eliminando quindi il funzionamento di Tr2.

Il relé adottato in questo tipo di circuito può essere di qualsiasi tipo, a patto che la resistenza alla corrente continua dell'avvolgimento sia pari approssimativamente a 100 Ω, e che la sua tensione di eccitazione sia compresa tra 6 e 18 V.

Nei due circuiti a relé fino ad ora considerati, i due dispositivi elettromagnetici restano bloccati in stato di eccitazione ed assorbono quindi corrente per un periodo

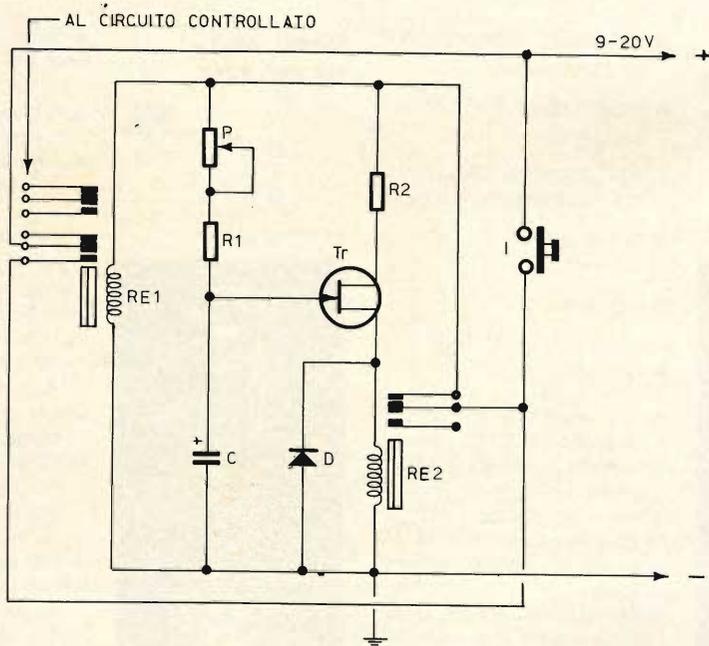



Fig. 13 - In questo caso, due relé di tipo normale sono in grado di sostituire il relé adottato nel circuito di figura 11, avente caratteristiche necessariamente critiche.

ELENCO DEI VALORI	
R1 = 2,2 kΩ	**D = al sil.**
R2 = 470 Ω	**Vedi testo**
P = 500 kΩ	**RE1 = Vedi testo**
C = 100 o 1.000 μF	**RE2 = Qualsiasi diodo**
Tr = 2N2646	

di tempo illimitato, una volta che sono stati eccitati. La **figura 13** illustra invece un dispositivo diverso, nel quale vengono impiegati due relé distinti.

La tensione positiva di alimentazione di questo circuito fa capo direttamente al contatto centrale della prima terna del relé RE1, il cui contatto normalmente chiuso è privo di connessioni: oltre a ciò, tramite l'interruttore a pulsante I, la medesima tensione viene applicata al circuito del transistor a giunzione singola, attraverso i due contatti normalmente chiusi del relé RE2. Come è facile osservare, l'interruttore a pulsante collega tra loro direttamente i contatti centrali dell'unica terna del relé RE2 e della terna inferiore del relé RE1. Non appena tale pulsante viene premuto, la tensione di alimentazione viene applicata al circuito del transistor a giunzione singola Tr1, ed anche al relé RE1, il quale scatta istantaneamente. A seguito di ciò, si verifica la commutazione nelle due terne di contatti, facendo in modo che la tensione di alimentazione continui ad essere applicata al

circuito, anche se il pulsante viene lasciato libero.

Dopo un determinato intervallo di tempo che può essere prestabilito a seconda del valore che viene attribuito al potenziometro P, Tr passa in stato di conduzione, ed eccita quindi il relé RE2, interrompendo la linea di alimentazione positiva facente capo sia al circuito del transistor a giunzione singola, sia all'avvolgimento di eccitazione del relé RE1: quest'ultimo viene quindi diseccitato, interrompendo completamente l'alimentazione del circuito.

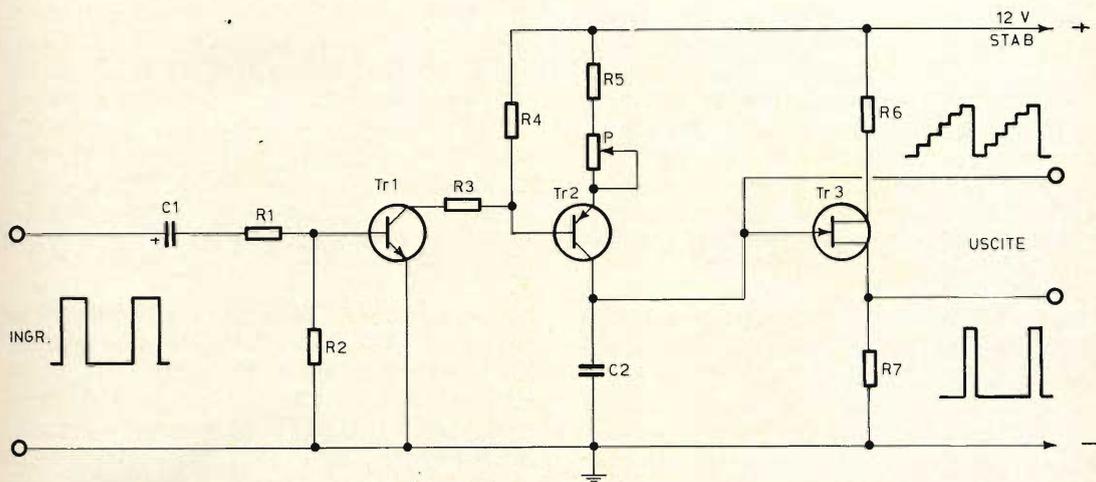



Fig. 14 - Circuito generatore di una tensione a gradini funzionante sul principio del divisore di frequenza, utilizzabile per il conteggio del numero degli impulsi di ingresso.

ELENCO DEI VALORI	
R1 = 1.000 Ω	P = 5 kΩ
R2 = 2,2 kΩ	Tr3 = 2N2646
R3 = 3,3 kΩ	C1 = 16 µF
R4 = 1,2 kΩ	C2 = Vedi testo
R5 = 470 Ω	Tr1 = 2N2926 o AC127
R6 = 470 Ω	Tr2 = 2N3702 o AC128
R7 = 100 Ω	

Osservando lo schema di figura 13, è possibile osservare che la terna superiore di contatti del relé RE1 può essere impiegata per esercitare un'azione di controllo su di un circuito esterno qualsiasi.

DISPOSITIVO DI CONTEGGIO PER IMPULSI

L'ultimo circuito sul quale ci intratterremo in questa occasione è quello illustrato alla **figura 14**: in esso, quando all'ingresso, e precisamente tra il terminale positivo della capacità C1 e la massa, vengono applicati degli impulsi ad andamento rettangolare ed aventi una larghezza costante, si ottiene in uscita, e precisamente sull'emettitore del transistor a giunzione singola Tr3, una tensione avente la forma d'onda tipica **a gradini**, avente una frequenza di ripetizione corrispondente ad un sottomultiplo della frequenza degli impulsi di ingresso. Alternativamente, se la frequenza degli impulsi di ingresso non è costante, il circuito è in grado di « contare » il numero dei suddetti impulsi, e fornisce un impulso di uscita solo dopo che all'ingresso è stato applicato un determinato numero di impulsi.

Ne deriva che questo tipo particolare di circuito può essere usato vantaggiosamente come contatore di impulsi, come divisore di frequenza, o come generatore di tensione a gradini, per l'impiego in varie applicazioni quali — ad esempio — un apparecchio per tracciare le curve caratteristiche dei transistor.

Il funzionamento del circuito avviene nel modo seguente: in assenza di impulsi di ingresso, il transistor Tr1 è in stato di interdizione, mentre la base di Tr2 viene cortocircuitata verso la linea positiva di alimentazione; ciò impedisce il passaggio di qualsiasi corrente di carica attraverso C2.

Se invece un impulso a durata costante e variabile in senso positivo viene applicato al circuito tramite la capacità C1 e la resistenza R1, entrambi i transistor Tr1 e Tr2 passano in stato di conduzione, e la capacità C2 — in serie verso massa al circuito di collettore del secondo stadio — comincia a caricarsi attraverso la giunzione di collettore di quest'ultimo. La corrente di carica può essere controllata tramite il potenziometro P.

La carica della capacità C2 avviene secondo un andamento lineare, finché il transistor Tr2 è in stato di conduzione: inoltre, dal momento che Tr2 è in stato di conduzione soltanto per la durata di ogni singolo impulso in ingresso, la tensione presente ai capi di C2 aumenta di un ammontare fisso ogni qualvolta viene applicato ai suoi capi un impulso.

In assenza di impulsi, non esiste per C2 alcuna possibilità di scaricarsi, per cui la tensione presente ai suoi capi mantiene il valore raggiunto. L'impulso successivo aumenta ulteriormente il potenziale raggiunto, finché — dopo un numero di impulsi prestabilito — la tensione presente ai capi di C2 raggiunge il valore sufficiente per determinare il passaggio della giunzione di emettitore di Tr3 allo stato di conduzione: non appena ciò accade, C2 si scarica completamente attraverso Tr3, dando così inizio ad un nuovo ciclo di conteggio.

Se gli impulsi di ingresso vengono applicati con una frequenza di ripetizione costante, il segnale che si presenta ai capi di C2 assume l'aspetto simmetrico e regolare di una tensione a gradini, mentre ai capi di R7 si ottiene la presenza di ùn impulso di uscita ogni qualvolta il transistor a giunzione singola Tr3 passa in stato di conduzione.

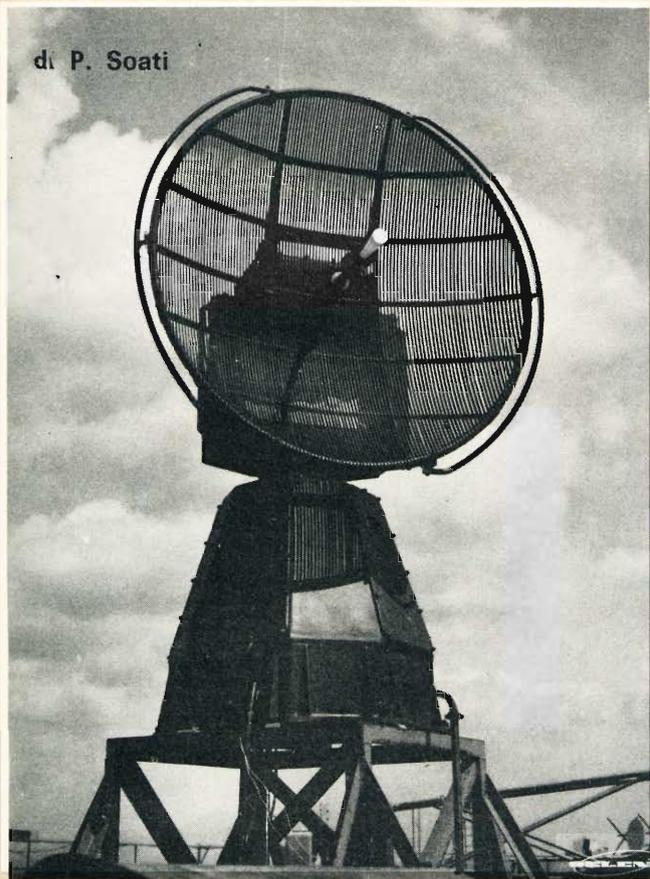
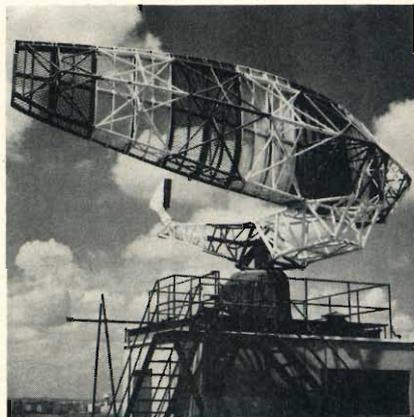
Se la frequenza degli impulsi di ingresso non è costante, l'andamento della tensione a gradini non risulta lineare: tuttavia, l'impulso che si presenta ai capi di R7 può essere del pari sfruttato per stabilire che all'ingresso del dispositivo è stato applicato un determinato numero di impulsi. Mediante un opportuno dimensionamento del circuito, è possibile ottenere valori di conteggio compresi tra uno e circa venti impulsi.

Come si può osservare sullo schema di figura 14, questo circuito deve essere alimentato con impulsi a larghezza costante quando si desidera un funzionamento stabile. Oltre a ciò, la durata degli impulsi deve essere esigua rispetto al periodo di ripetizione. Il valore di C2 può essere determinato in base alle suddette considerazioni, sebbene sia assai più comodo stabilirlo col metodo sperimentale. Una volta stabilito tale valore, il rapporto di divisione può essere variato approssimativamente da 10 a 1, agendo sul cursore del potenziometro P.

Abbiamo dunque esaminato numerose possibilità di applicazioni del transistor a giunzione singola tipo 2N2646, sebbene le sue possibilità di sfruttamento non siano limitate a quanto è stato descritto: è assai probabile — tuttavia — che in una prossima occasione vengano descritte altre possibilità di impiego di questo particolare tipo di semiconduttore.

a cura di L. Biancoli

L'Associazione dei Radioamatori Italiani ha ottenuto, grazie al cortese interessamento del Prof. Nigro, Preside dell'Istituto Feltrinelli di Milano, una sede tecnica e di riunioni presso l'Istituto stesso.

Questa sede ospiterà, oltre ai vari docenti per i diversi corsi inerenti l'attività radiantistica, anche una stazione rice-trasmittente completa, a scopo dimostrativo.

LE COMUNICAZIONI

STORIA DELLE COMUNICAZIONI A DISTANZA

IX parte

LO YACHT ELETTRA

Lo yacht ELETTRA costruito, secondo il progetto degli architetti londinesi Cox e King, dalla società Ramage e Fergusson di Leith nel 1904, aveva una lunghezza di 71,50 metri, una larghezza minima di 8,46 metri, mentre la sua stazza lorda era di 632,80 tonnellate.

Fu acquistato dall'arciduchessa d'Austria Maria Teresa, che gli diede il nome di « Rowenska » usandolo prevalentemente per delle crociere nel mar Mediterraneo anche se in qualche occasione varcò lo stretto di Gibilterra recandosi, fra l'altro, nel mar Baltico.

Durante la prima guerra mondiale fu adibito a nave vedetta della marina austriaca fino a che venne catturato dalla marina inglese (questa versione ci è stata riferita, attorno all'anno 1935, da un ufficiale di bordo dell'Elettra e sembra essere confermata dagli organi ministeriali, comunque dobbiamo precisare che il dott. Carlo De Negri, noto studioso ligure di archeologia e di storia navale,

riferisce che nel 1909 il panfilo passò sotto bandiera inglese divenendo prima di proprietà di sir Max Waetcher e poi, nel 1914 di Gustavo M.F. Pratt di Londra, dal quale lo avrebbe acquistato il governo britannico che lo adibì a nave ausiliaria).

Al termine della guerra gli inglesi lo misero all'asta e nel febbraio 1919 fu acquistato da Guglielmo Marconi il quale, molto amante del mare, era certo di riuscire a trovare nel panfilo quell'isolamento che gli era indispensabile per la prosecuzione dei suoi esperimenti. Egli ribattezzò lo yacht con il nome augurale di ELETTRA, mentre il trapasso definitivo della nazionalità avvenne il 21-12-1921.

Sulle campagne intraprese da Marconi a bordo dell'Elettra, che prese il mare nel 1920, ci siamo già intrattenuti durante la cronistoria marconiana, comunque può essere di sommo interesse la citazione di qualche altra data particolarmente significativa. Così, ad esempio, nell'aprile 1920 ebbe luogo la prima ritrasmissione di onde modulate dalla nave, in alto mare, verso terra. Infatti Marconi in quella occasione ricevette, da bordo dell'Elettra, ritrasmettendolo, un concerto nello stesso momento in cui veniva eseguito all'Hotel Savoy di Londra: ciò mentre si trovava in navigazione nel golfo di Guascogna.

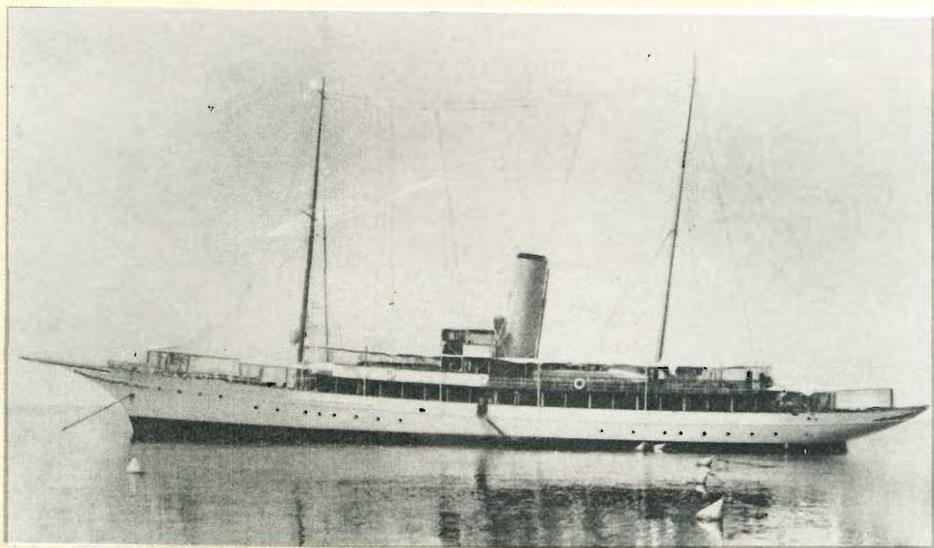



Fig. 1 - Lo yacht ELETTRA di Guglielmo Marconi.

Il signor Ernesto Franco Del Bono, ufficiale radiotelegrafista che a quell'epoca si trovava in navigazione nel mare Mediterraneo a bordo del piroscafo Sicilia, rievocando sulla rivista delle Poste e Telecomunicazioni l'episodio, affermava testualmente: « **Ero di guardia, quando, erano le ore 16 circa, nella mia cuffia abituata a farmi udire i soliti punti e linee caratteristici del codice Morse, sentii un insolito fruscìo. Insospettito girai le manopole ed i comandi del ricevitore e quel che avvenne sembrava una cosa impossibile: udivo le note chiare e perfette della sinfonia del Guglielmo Tell di Rossini. Al termine dell'emissione potei appurare che si trattava di segnali trasmessi dall'Elettra del nostro grande Marconi** ».

Senza timore di smentita si può affermare che le più interessanti scoperte di Marconi in merito alla propagazione delle onde corte e delle micro-onde siano state effettuate nel laboratorio che egli aveva attrezzato a bordo dell'Elettra.

Alla morte dello scienziato, con decreto del 13 settembre 1938 da parte del Ministero delle Comunicazioni, l'Elettra veniva ceduto allo Stato. Contemporaneamente la **società Marconi** offriva al governo italiano gli impianti radiotelegrafici e radiotelefonici, al completo, che si trovavano a bordo del panfilo e che erano stati utilizzati da Marconi per le sue ricerche.

Molti di questi cimeli sono ora custoditi presso il Museo della Scienza e della Tecnica di Milano.

In conseguenza del suddetto decreto l'Elettra, unitamente alla storica villa di Pontecchio, diventava patrimonio del popolo italiano, costituendo un fondato motivo di orgoglio non solo per l'Italia ma per l'umanità intera.

Nel 1936 si decise di trasferire il panfilo a Genova dove fu messo in disarmo date le precarie condizioni di salute di Marconi. Nel 1940 l'Elettra fu trasferito a Trieste, a cura della Società di Navigazione Italia, dopo aver subìto alcune riparazioni che furono effettuate nei bacini di La Spezia ad opera del locale Arsenale Marittimo della Marina Militare.

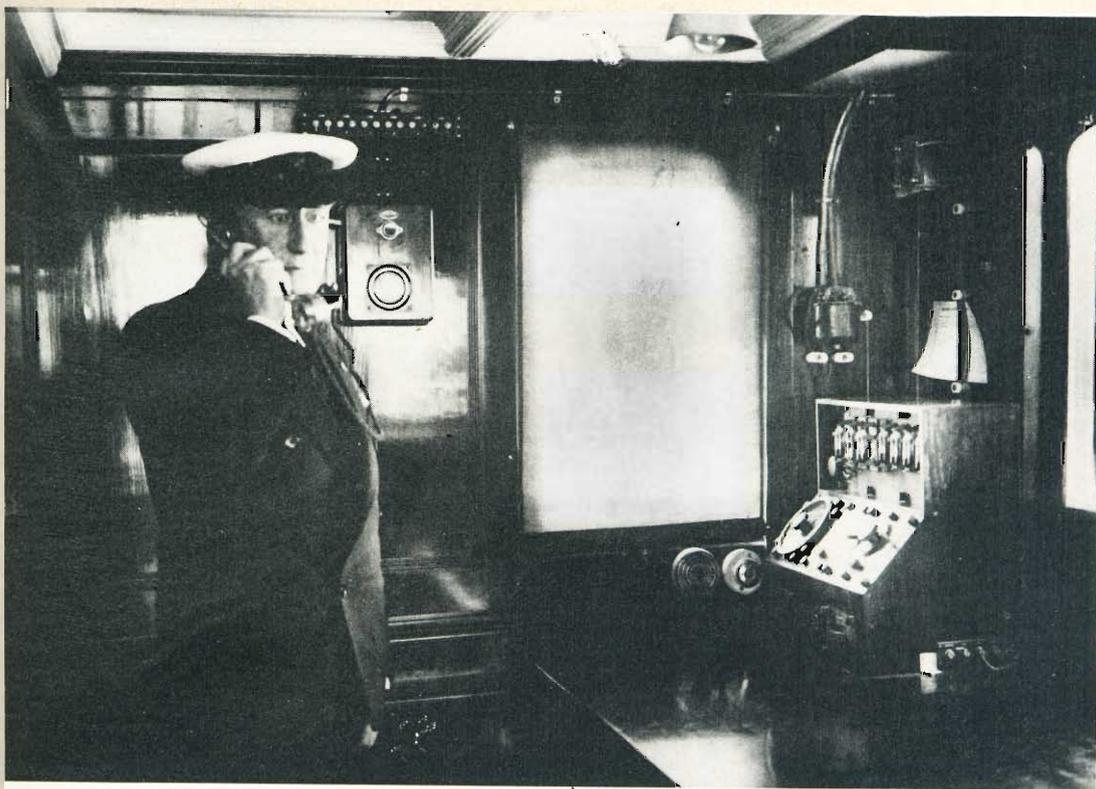



Fig. 2 - Marconi a bordo dell'ELETTRA (foto comm. Agosto).

L'Elettra rimase tranquillamente nel porto di Trieste, dove era giunto il 9 giugno 1940, con a bordo poche persone che ne curavano la manutenzione, fino al 9 settembre 1943. In tale data ebbe luogo la prima requisizione da parte delle forze armate germaniche che lo restituirono soltanto il 16 ottobre, dopo aver compiuto i soliti vandalici danneggiamenti, come era nelle loro abitudini, ed asportando anche alcune apparecchiature di notevole valore storico.

L'11 novembre 1943 lo yacht, su ordine

del comando delle forze armate tedesche, fu avviato in cantiere per essere trasformato in nave da guerra. Prima gli venne dato il nome di « G 107 » e successivamente quello di « NA 6 ».

Le richieste dell'amministrazione italiana delle PP.TT. allo scopo di evitarè la trasformazione non furono mai prese in considerazione. I tedeschi permisero soltanto che si procedesse allo sbarco dei preziosi cimeli che ancora si trovavano a bordo. Essi diedero l'autorizzazione per lo sbarco di questo materiale considerandolo fuori uso ed avente un valore esclusivamente affettivo per la famiglia Marconi. Il tempo per concludere l'operazione fu limitato a ventiquattro ore.

L'ardita operazione fu condotta a termine dal prof. Mario Picciotti, in collaborazione con il signor Ferruccio Capitanio, entrambi triestini.

Lo smontaggio del trasmettitore «MC1» ad onda media, del trasmettitore «SWB4» ad onda corta, dei radioricevitori e dell'impianto radiogoniometrico «DFM3», fu alquanto difficile, se si considera il breve tempo a disposizione. Infatti tutti gli apparati, valvole comprese, dovevano essere smontati con la massima delicatezza possibile ed accuratamente imballati, al fine di evitare danni irreperabili.

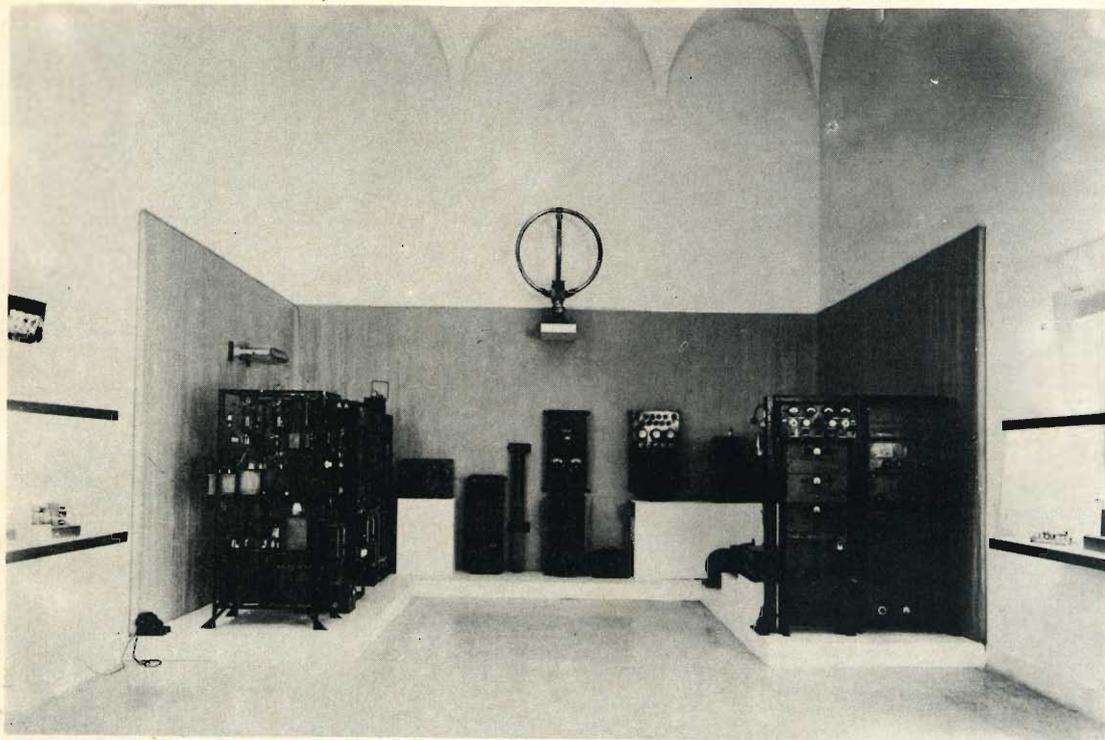
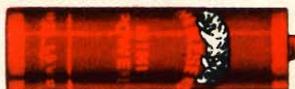



Fig. 3 - L'insieme degli apparecchi provenienti dalla cabina radio dell'ELETTRA (Museo della scienza e della tecnica di Milano)

Tutto il materiale fu trasportato presso il Museo del Mare, per essere successivamente trasferito in un sotterraneo del Castello di San Giusto, in un luogo particolarmente asciutto e, soprattutto, segreto.

Del suddetto materiale facevano parte anche il tasto manipolatore con il quale Marconi comandò l'accensione delle luci dell'Esposizione di Sydney, il primo radiogoniometro ed un quadro composto di conchiglie colorate, realizzato e donato allo scienziato da alcuni pescatori siciliani.

L'Elettra, trasformata in nave da guerra ausiliaria, armata di due sole mitragliatrici binate, una da 20 e l'altra da 15 mm., fu destinata ad una missione bellica che avrebbe dovuto aver luogo nel mese di gennaio 1944 al comando del capitano Zimmermann ma il 21 dello stesso mese, in seguito ad un attacco inglese, il panfilo veniva colpito da tre bombe di aereo in una località vicina a Zara e dopo essersi incendiato affondava. In quell'occasione il governo tedesco nel comunicare la notizia dell'affondamento assicurava che avrebbe provveduto in seguito al ricupero del panfilo ed alla sua riparazione. Dopo il danno l'immancabile beffa! Cessate le ostilità l'Italia cercò a più riprese di rientrare in possesso dell'Elettra prendendo contatti diretti ed indiretti con le competenti autorità jugoslave.

Dopo lunghe trattative fu concesso che una commissione si recasse sul luogo dell'affondamento per stabilire lo stato dello scafo. In quell'occasione si potè constatare che le condizioni generali del

Fig. 4 - L'equipaggio dell'ELETTRA.

relitto erano tali da consentirne, mediante particolari precauzioni, il ricupero ed il trasporto in acque italiane. Naturalmente alcune riparazioni avrebbero dovuto essere eseguite sul posto.

Nel 1961 il governo jugoslavo comunicava a quello italiano che aveva deciso di restituirci, **senza condizioni di sorta,** il relitto dell'Elettra di Guglielmo Marconi. Dopo aver eseguito in loco opere di un certo rilievo, fra cui la costruzione di una paratia in cemento nella parte prodiera, l'Elettra tornò in superficie e nel 1962 venne rimorchiato nel cantiere San Rocco di Trieste.

Resta ormai la sola speranza che dopo aver subìto le necessarie riparazioni, e dopo che siano stati nuovamente installati a bordo tutti i cimeli marconiani recuperabili, l'Elettra trovi nel Porto di Ge-

nova quella decorosa sistemazione alla quale abbiamo fatto riferimento nel capitolo precedente.

Nell'anno 1950 un altro panfilo, di nazionalità inglese, al quale era stato dato il nome di ELETTRA II, solcava i mari di tutto il mondo perseguendo gli stessi scopi del primo. Esso visitò i principali porti europei, svolgendo esperimenti scientifici ed assolvendo alla specifica funzione alla quale un Elettra doveva essere destinato.

Successivamente, in considerazione del fatto che il progresso nel campo dell'elettronica procede a passi giganteschi e nuove e più complicate apparecchiature sono necessarie nel campo sperimentale, la Marconi International Marine Communication ha provveduto alla costruzione di un nuovo panfilo al quale è stato dato il nome di ELETTRA III, realizzato in modo da poter adempiere, con il massimo rendimento possibile, alle missioni scientifiche a cui è destinato, ed

Fig. 5 - Il panfilo ELETTRA III costruito recentemente per conto della società Marconi.

in modo particolare alle ricerche ed esperimenti di radioapparati navali, prevalentemente destinati alla radio-navigazione.

Riteniamo di poter concludere queste note, dedicate a Marconi e al suo panfilo, con le seguenti parole scritte dal prof. Carlo De Negri, che riteniamo particolarmente indicative: **« ... al panfilo sono collegate memorie che interessano**

Fig. 6 - Antenne direttive dell'ELETTRA III.

tutte le genti, nel ricordo di un Grande al quale l'umanità deve tanto. Per la sua opera Marconi può considerarsi cittadino dell'umanità, pur avendo avuto in Italia i natali ed essendo perciò noi particolarmente obbligati ad onorarlo con l'orgoglio di conterranei ».

« Sono frasi apparentemente di sapore retorico, ma invece prettamente realistiche, per valutare una particolare situazione che impegna tutti gli italiani verso l'Elettra... Il gesto amico della nazione vicina ribadisce, o meglio moltiplica, l'obbligo morale nostro alla conservazione del panfilo; differentemente agendo si dimostrerebbe di trascurare, anzi di misconoscere, valori dello spirito da altri giustamente tenuti in cale. Dimenticando l'Elettra si cadrebbe, moralmente, nell'assurdo e la cosa sarebbe per l'Italia disdicevole ».

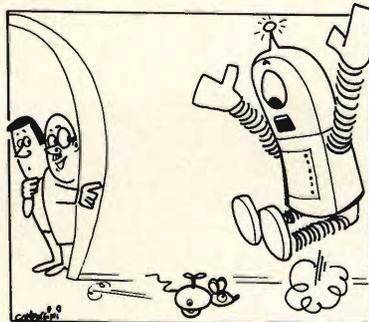
Nella prossima puntata parleremo del progresso delle radiocomunicazioni dopo la scoperta di Guglielmo Marconi.

(continua)

VIDEO RISATE

« ... Io sono un uomo che si è fatto tutto da solo, caro signore... »

« ... Posso quindi affermare senza tema di smentita... »

« Quel che stupisce, cari telespettatori, è la facilità con cui il nuovo centravanti va in goal... »

« ... Ora si che siamo sicuri che si tratta d'una femmina!... »

METODO DI CONTROLLO E DI RIPARAZIONE DEGLI ELEMENTI RETTIFICATORI

IL RIPARATORE

a cura di L. Biancoli

Dopo una breve nota introduttiva, concludiamo l'argomento con l'analisi di alcuni circuiti tipici, impieganti elementi rettificatori, e con l'esposizione delle relative norme di controllo.

PARTE SECONDA

Nei moderni ricevitori televisivi si riscontrano tre tipi fondamentali di circuiti di alimentazione: il primo di essi è il circuito di rettificazione di una sola semionda, come quello illustrato alla figura 2-A (vedi prima parte), per il quale è necessario provvedere ad un filtraggio assai efficace per livellare la corrente continua di uscita: a ciò si contrappone però il vantaggio consistente nel fatto che non è necessaria alcuna presa centrale per il trasformatore di alimentazione.

Un secondo metodo consiste nella rettificazione di entrambe le semionde: in questo caso, sono necessari due elementi rettificatori, collegati in opposizione di fase al secondario ad alta tensione del trasformatore, che deve essere munito di presa centrale. Per evitare la necessità di disporre della suddetta presa centrale, è possibile ricorrere all'impiego di quattro elementi rettificatori. Un terzo metodo consiste invece nel circuito duplicatore di tensione, grazie al quale è possibile ottenere una tensione continua di valore più elevato della tensione alternata fornita dal trasformatore di alimentazione.

I circuiti di rettificazione di una sola semionda non sono sempre così semplici come quello di cui alla figura 2. Un esempio tipico è costituito dal circuito illustrato alla **figura 3**, nel quale le induttanze di filtro L1 ed L2 non costituiscono un trasformatore: al contrario, esse agiscono da filtri separati ed hanno il compito di rendere minimo il rumore di fondo proveniente dalla rete, e di ridurre le interferenze introdotte nella suddetta linea di rete ad opera del ricevitore televisivo. La capacità C1 non è altro che un filtro in derivazione del tipo passa-basso, anch'esso avente il compito di ridurre l'ampiezza dei segnali rumore.

Il trasformatore di alimentazione è in realtà un autotrasformatore, nel quale il terminale 1 è quello che fornisce la tensione elevata per rendere disponibile un potenziale alternato di valore maggiore che non la tensione di rete. La presa numero 2 fornisce la tensione di accensione ai diversi filamenti collegati in serie tra loro: la presa numero 3 — infine — fornisce alla catena di filamenti in serie una tensione inferiore a quella normale, per

mantenerli in stato di accensione, e per consentire il funzionamento istantaneo del televisore non appena questo viene acceso.

Il rettificatore al silicio ad una sola semionda alimenta un circuito di filtraggio consistente in una impedenza (Z) ed in due condensatori (C2 e C3): il collegamento evidenziato nello schema di figura 3 e sostanzialmente un secondo fusibile che protegge l'intero dispositivo contro eventuali cortocircuiti nell'alimentazione, mentre il vero e proprio fusibile, dello schema, protegge l'intero appareccchio in caso di improvviso eccessivo assorbimento da parte dei circuiti di alimentazione dei filamenti.

Nell'eventualità che si verifichino degli inconvenienti nei televisori provvisti di questo particolare dispositivo che consente il funzionamento istantaneo, è necessario controllare il doppio deviatore, nonché il collegamento facente capo al terminale numero 3 del trasformatore. Se il ponte di protezione è interrotto, è opportuno controllare che non si siano verificati dei cortocircuiti nella capacità di filtraggio, oppure che non ci sia un eccessivo assorbimento di corrente da parte dei circuiti alimentati.

La capacità C4 risulta collegata in parallelo al diodo rettificatore, onde proteggerlo contro le sovracorrenti improvvise e contro gli impulsi di tensione transitori,

Fig. 3 - Circuito rettificatore della sezione di alimentazione di un televisore di tipo commerciale. I componenti L1, L2 e C1 hanno il compito di ridurre i segnali di rumore e le interferenze provenienti dalla rete, oppure introdotte nella rete a corrente alternata ad opera dello stesso televisore.

provocati dall'apertura e dalla chiusura del circuito. Nella maggior parte delle applicazioni facenti uso di rettificatori al silicio, questi condensatori di protezione sono collegati ai capi dell'ingresso o dell'uscita del rettificatore.

A causa delle loro dimensioni estremamente ridotte, i diodi rettificatori al silicio possono subire facilmente danni ad opera di sovratensioni improvvise, nonché a seguito di surriscaldamento. Il calore che essi producono viene dissipato ricorrendo all'impiego di speciali flange di montaggio (oppure installando il diodo direttamente a contatto con la base metallica dell'apparecchiatura alimentata). In quest'ultimo caso — tuttavia — dal momento che è assai difficile ottenere un contatto perfetto tra la superficie piatta di appoggio del diodo ed il dispositivo per la dissipazione del calore, si ricorre all'impiego di un particolare grasso ai siliconi che riempie gli interstizi inevitabili, e determina in tal modo un buon contatto termico.

Di conseguenza, quando questi rettificatori vengono sostituiti, è necessario rivestire la superficie di appoggio e la eventuale flangia del rettificatore col suddetto grasso ai siliconi, onde evitare che esso subisca danni a seguito di surriscaldamen-

to. Oltre a ciò, è sempre indispensabile rammentare di ricollegare il condensatore di protezione ad esso in parallelo, onde non trascurare questa ulteriore misura precauzionale.

La **figura 4** illustra lo schema tipico di un circuito duplicatore di tensione. Non appena un alternanza positiva della tensione di rete si presenta ai capi del secondario del trasformatore T, il diodo rettificatore D2 conduce corrente, e carica quindi la capacità C2 fino al valore di picco della tensione continua rettificata. Quando invece ai capi del secondario del trasformatore T si presenta un'alternanza negativa della tensione di rete, il diodo D1 conduce a sua volta, e carica la capacità C3 fino al valore di picco della tensione.

Dal momento che i diodi D1 e D2 risultano in serie tra loro, si ottiene ai loro capi una tensione pari al doppio di quella disponibile ai capi del secondario del trasformatore. La capacità C4 si trova in parallelo a C2 e C3 (in serie tra loro), e quindi immagazzina l'intera doppia tensione rettificata.

Se la tensione fornita in uscita da questo tipo di rettificatore è di valore troppo basso, e se al controllo i due elementi rettificatori risultano in buone condizioni, è necessario controllare lo stato di funzionamento delle capacità: se C1 o C2 o entrambi denotano l'impossibilità di caricarsi a fondo, la tensione di uscita diminuisce di valore.

Fig. 4 - Esempio tipico di circuito di alimentazione a duplicatore di tensione. Durante le alternanze positive, D2 conduce e carica la capacità C2; durante le alternanze negative, D1 conduce e carica invece la capacità C3. La capacità C4 si trova in parallelo al circuito di uscita, e sopporta la tensione continua rettificata di valore doppio di quello fornito dal secondario del trasformatore T.

La rapidità della scarica fornita da C4 esercita una notevole influenza sul valore della tensione di uscita col variare della corrente). Ciò premesso, nel caso che esista un parziale cortocircuito o qualsiasi altra causa che determini l'assorbimento di una corrente eccessiva da parte del circuito del ricevitore alimentato, la tensione di uscita subisce una inevitabile diminuzione.

Se tutti i componenti dell'alimentatore risultano regolarmente funzionanti, l'ultima alternativa può essere il controllo di eventuali sovraccarichi aventi sede nei veri e propri circuiti del ricevitore.

La **figura 5** illustra invece il circuito di un normale alimentatore con presa centrale al secondario del trasformatore, e con rettificazione di entrambe le semionde. In questo caso, ciascuno dei due elementi rettificatori conduce quando l'altro viene polarizzato inversamente, e viceversa, per cui ciascun semiperiodo della tensione di rete viene rettificata, ottenendo in tal modo una tensione pulsante più livellata. Dal momento che con questo circuito è possibile alimentare un ricevitore funzionante a transistor, è necessario in tal caso usare capacità di filtraggio di valore assai elevato, per rendere minima l'ondulazione residua.

Nell'eventualità che uno dei due elementi rettificatori si interrompa, aumenta inevitabilmente la suddetta ondulazione residua, mentre l'ampiezza della tensione continua di uscita diminuisce. L'eventuale interruzione in uno o più dei condensatori di filtraggio contribuisce del pari ad aumentare l'ondulazione residua, analogamente a quanto accade se internamente al circuito di alimentazione si verifica un sovraccarico che assorba una corrente eccessiva.

Nei ricevitori di questo tipo, la sezione del sintonizzatore UHF non viene di solito alimentata attraverso alcuna tensione, a meno che il sintonizzatore VHF non venga predisposto nella posizione UHF. Di conseguenza, se viene meno la ricezione in UHF, occorre controllare il funzionamento del commutatore, e verificare anche che non esistano cortocircuiti nella capacità (solitamente del valore di 300 μF) collegata in parallelo alla tensione di uscita contrassegnata + C nel circuito di figura 5.

La capacità C1 presenta solitamente un valore di 1.000 pF, e serve come soppressore di rumore in quanto si trova in parallelo alla tensione di rete, per cui si comporta praticamente come un cortocircuito nei confronti di segnali aventi una frequenza tale da corrispondere ad un suo basso valore di reattanza.

Nel circuito di figura 5 è opportuno notare il sistema di commutazione per ottenere il funzionamento a batteria, costituito dalle tre sezioni A, B e C del commu-

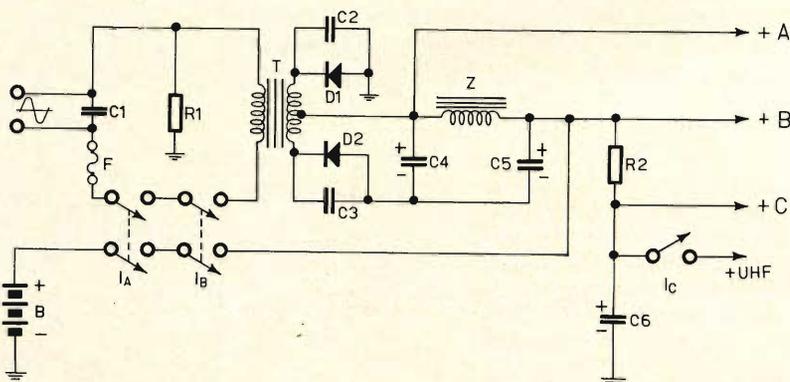



Fig. 5 - Esempio di circuito di alimentazione con rettificazione di entrambe le semionde, impiegante un trasformatore con presa centrale al secondario. I due diodi rettificatori conducono alternativamente, rettificando entrambe le semionde.

tatore I. Se si verificano dei guasti durante il funzionamento con alimentazione a batteria, è opportuno in primo luogo controllare la stessa batteria sotto carico, e verificare quindi il funzionamento del commutatore triplo.

Come si può notare, questo tipo di alimentatore fornisce in uscita tre diverse tensioni continue rettificate, contrassegnate + A, + B e + C, destinate ai diversi settori del ricevitore.

La **figura 6** illustra un altro circuito tipico di un rettificatore. Gli elementi D2 e D3 conducono quando il terminale superiore del secondario del trasformatore fornisce una alternanza positiva: gli elementi D1 e D4 conducono invece quando la tensione ivi presente è costituita da un'alternanza negativa della tensione di rete. In questo caso, le due capacità in serie tra loro ed in parallelo al secondario del trasformatore, C1 e C2, presentano solitamente un valore piuttosto elevato (dell'ordine cioè di 10.000 pF) e devono essere necessariamente adatte a sopportare una tensione assai più elevata di quella disponibile ai capi dell'avvolgimento.

Nell'eventualità che occorra sostituire l'elemento rettificatore a ponte, oppure una delle sue sezioni quando esso è costituito da elementi separati, o qualsiasi altro componente dell'intero circuito di alimentazione, è sempre indispensabile controllare che il nuovo componente da inserire nel circuito presenti caratteristiche di tensione, di corrente, di tensione inversa, eccetera, tali da non subire danni quando si trova in normali condizioni di funzionamento.

AMPLIFICATORI B.F.

interamente equipaggiati con transistor professionali al silicio

Potenza d'uscita: 150 W; **distorsione:** 1%; **frequenza di risposta:** 20 $\div$ 20.000 Hz $\pm$ 2 dB; **circuiti d'entrata:** 2 canali micro con impedenza d'ingresso 60 $\div$ 600 Ω, 1 canale fono-magnetico equalizz. RIAA, 1 canale fono-registratore, 1 canale per miscelatore; **controlli:** 2 volumi micro, 1 volume fono-magnetico, 1 volume fono-registratore, 1 toni bassi, 1 toni alti, 1 interruttore rete; **impedenza d'uscita:** 2-4-8-16-67 Ω, tensione costante 100 V; **alimentazione totalmente stabilizzata:** tensione alternata 50/60 Hz da 100 $\div$ 270 V oppure in cc. da batteria 36 V (3 batterie auto 12 V in serie); **dimensioni:** 400 x 305 x 160.

AM. 9150

AM. 9300

Potenza d'uscita: 300 W; **distorsione:** 1%; **frequenza di risposta:** 20 $\div$ 20.000 Hz $\pm$ 2 dB; **circuiti d'entrata:** 3 canali micro con impedenza d'ingresso 60 $\div$ 600 Ω, 1 canale fono-magnetico equalizz. RIAA, 1 canale fono-registratore, 1 canale per miscelatore; **controlli:** 3 volumi micro, 1 volume fono-magnetico, 1 volume fono-registratore, 1 toni bassi, 1 toni alti, 1 interruttore rete; **impedenze d'uscita:** 2-4-8-16-33 Ω, tensione costante 100 V; **alimentazione totalmente stabilizzata:** tensione alternata 50/60 Hz da 100 $\div$ 270 V oppure in cc. da batteria 36 V (3 batterie auto 12 V in serie); **dimensioni:** 530 x 340 x 270.

MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ COLONNE SONORE ■ UNITÀ MAGNETODINAMICHE ■ MISCELATORI ■ AMPLIFICATORI BF ■ ALTOPARLANTI PER HI-FI ■ COMPONENTI PER HI-FI ■ CASSE ACUSTICHE

RCF 42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 39.265 - 44.253
20145 MILANO Via Giotto 15 Tel. 468.909

I rettificatori di focalizzazione

Nei ricevitori televisivi a colori, la tensione di focalizzazione — solitamente del valore di 5.000 V — viene prelevata da una presa del trasformatore di uscita orizzontale, e viene rettificata o da una valvola di tipo particolare, oppure da un elemento rettificatore anch'esso di tipo speciale. Nei confronti di quest'ultimo, spesso vengono usati elementi ad ossido di selenio collegati in serie tra loro, ed in numero sufficiente per sopportare il valore assai elevato della tensione: il circuito

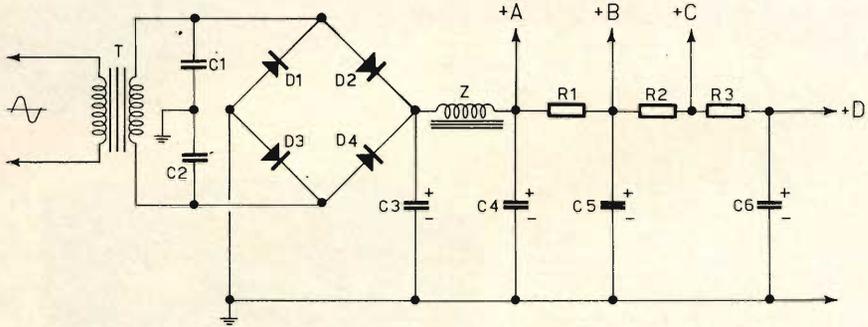



Fig. 6 - Esempio tipico di circuito rettificatore a ponte: i diodi D2 e D3 conducono quando il terminale superiore del secondario del trasformatore presenta un potenziale positivo, mentre D1 e D4 conducono quando il potenziale ivi presente ha una polarità negativa.

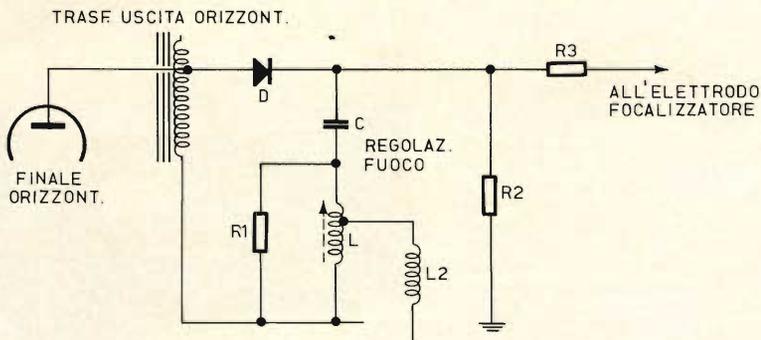



Fig. 7 - Esempio di circuito di focalizzazione di un ricevitore televisivo a colori, nel quale la tensione di focalizzazione viene prelevata da una presa pratica sull'avvolgimento ad alta tensione del secondario del trasformatore di uscita orizzontale. Il circuito di rettificazione è seguito da un dispositivo di filtraggio e da un componente che permette di variare il valore della tensione di focalizzazione.

— inoltre — viene seguito da un sistema di filtraggio oltre che da un componente che consente di variare la tensione di uscita, e che può consistere in una resistenza variabile, oppure in una induttanza con nucleo regolabile, come ad esempio L nel circuito di cui alla **figura 7.**

A causa del valore elevato della tensione in gioco, può accadere che gli elementi al selenio in serie tra loro provochino uno scintillio e determinino quindi un funzionamento intermittente del dispositivo di focalizzazione, che si risolve in una instabilità dell'immagine oppure nella presenza di strisce trasversali sullo

schermo del cinescopio. Se ciò accade, è necessario soffiare o eliminare con l'aiuto di un pennello qualsiasi traccia di polvere che si trovi tra gli elementi del rettificatore multiplo, ed è altresì opportuno misurare la tensione onde assicurarsi che essa non abbia un valore eccesivo. Se dopo tali misure precauzionali (che naturalmente devono essere prese soltanto mentre l'apparecchio è spento) il disturbo permane, è evidente la necessità di sostituire l'intero elemento rettificatore.

Nei casi di questo genere, è assai probabile che si avverta un forte odore di bruciato, oppure il tipico odore di ozono dovuto alla presenza di scintille elettriche: ove ciò accada, il fenomeno può essere un indizio di guasto nelle sezioni del rettificatore, e più particolarmente di cortocircuito tra due o più elementi, e quindi di surriscaldamento. Se alcuni degli elementi stanno bruciando, è prudente evitare di respirare a lungo i fumi che vengono prodotti, in quanto il selenio può

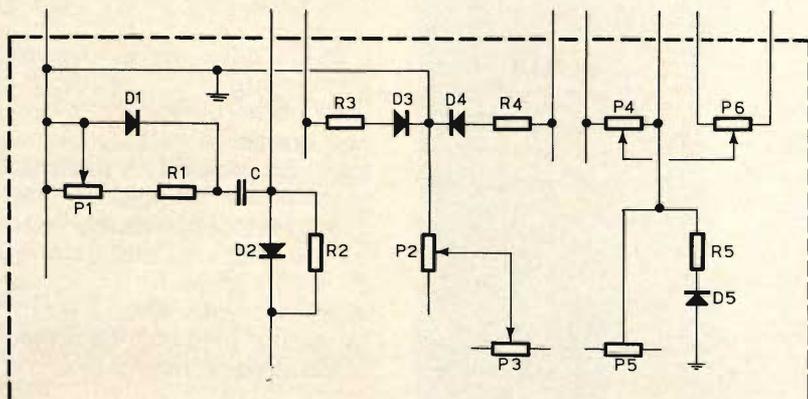



Fig. 8 - Esempio di circuito complesso per la regolazione della convergenza in un ricevitore televisivo a colori, impiegante numerosi diodi rettificatori: quando uno di tali diodi presenta dei difetti di conduzione, di isolamento o di rettificazione, la messa a punto della convergenza risulta impossibile.

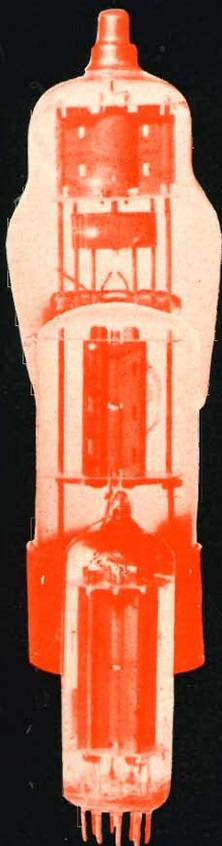
produrre vapori velenosi. Sotto questo aspetto, si tenga presente che lo stesso selenio è un veleno, e che proprio per questo motivo le piastrine del rettificatore vengono di solito verniciate o rivestite con una sottile pellicola di protezione che evita l'assorbimento da parte della pelle quando questi componenti vengono maneggiati.

Se il fuoco è insoddisfacente e non può essere corretto in modo adeguato regolando gli appositi dispositivi di controllo, è bene controllare che non sia interrotto il condensatore di filtraggio in serie (C), che presenta solitamente un valore di 130 pF, con una tensione di lavoro di 6.000 V. È inoltre opportuno controllare che non sia interrotta la resistenza in serie R3 (solitamente del valore di 4,7 MΩ) e verificare che la tensione che da questa resistenza viene applicata al piedino dello zoccolo del cinescopio abbia il valore corretto.

Se non si riscontra alcuna interruzione, né la presenza di alcun componente difettoso, l'unica alternativa probabile è che sia difettoso l'elemento rettificatore D, che dovrà quindi essere opportunamente controllato.

I rettificatori dei circuiti di convergenza

In aggiunta ai casi di impiego nei circuiti di alimentazione e di rettificazione ad alta tensione, i diodi semiconduttori vengono impiegati anche nei circuiti di regolazione della convergenza nei ricevitori televisivi a colori. Un circuito tipo di questo genere è illustrato alla **figura 8**, nel quale è opportuno notare che ben cinque elementi rettificatori vengono usati per ottenere le diverse tensioni di convergenza nelle varie zone dello schermo fluorescente.

Se la messa a punto della convergenza

risulta impossibile o comunque insoddisfacente, è sempre indispensabile controllare tutti gli elementi rettificatori. Se uno di essi risulta difettoso, è bene controllare anche i componenti associati al relativo circuito, i quali potrebbero essersi danneggiati a seguito del guasto prodottosi nel rettificatore. I rettificatori difettosi o comunque intermittenti nei circuiti di convergenza possono anche determinare una instabilità della convergenza stessa, e quindi la comparsa di colori alterati o irreali abbinati a variazioni del contrasto nella scena riprodotta.

In un caso tipico, il funzionamento intermittente di uno dei diodi del circuito illustrato ha provocato la comparsa di strisce strette di colore rosso intorno ad oggetti dal profilo ben definito che facevano parte dell'immagine riprodotta. In un altro caso, un difetto in uno di tali rettificatori ha prodotto una distorsione della tonalità di colore sullo schermo, che non poteva assolutamente essere corretta mediante la messa a punto dei dispositivi di controllo della convergenza.

Quando uno o più rettificatori risultano difettosi nei circuiti di questo tipo, è assolutamente necessaria la loro sostituzione, nel qual caso è indispensabile ricorrere all'impiego di un generatore di punti per controllare la convergenza prima che il retro del ricevitore venga chiuso. In tal modo sarà possibile assicurare che la convergenza non subisca alcuna alterazione a seguito della sostituzione dei componenti, e che comunque i nuovi componenti non determinino una insoddisfacente messa a punto della convergenza.

Per concludere, abbiamo esaminato buona parte dei casi che si possono verificare nel cattivo funzionamento dei rettificatori al selenio o al silicio, sebbene sia praticamente impossibile considerarli tutti in questa sede. Tuttavia, gli elementi forniti sono tali da mettere eventualmente il lettore in grado di decidere da sè quali siano le misure precauzionali più adatte per evitare inconvenienti, nell'eventualità che egli debba provvedere al controllo di un circuito di rettificazione diverso da quelli considerati a titolo di esempio.

1 LE TELECAMERE DELLA G.B.C. ITALIANA

FATTI E COMMENTI

La 47ª Fiera di Milano 14-25 Aprile 1969 ha offerto ai visitatori un panorama del progresso tecnico raggiunto nei vari settori.

All'avanguardia, nel settore delle apparecchiature per televisione a circuito chiuso, la G.B.C. Italiana ha destato lo stupore e l'ammirazione dei competenti e dell'intero pubblico presentando una vasta gamma di apparecchiature che risolvono brillantemente gli innumerevoli problemi applicativi dei vari campi d'impiego.

Ecco alcune fotografie che mettono in evidenza addirittura un'aspetto didattico-conoscitivo di questa manifestazione, attestando il profondo interesse destato dal livello tecnico raggiunto.

Nella prima foto il Questore di Milano Dott. Parlato illustra a 150 allievi Sott'Ufficiali di Pubblica Sicurezza i possibili impieghi di un'impianto di ripresa e registrazione video in bianco e nero composto da una telecamera totalmente automatica, da un registratore video e da un monitore; mentre è in atto una dimostrazione pratica dell'impianto che ne mette in evidenza le particolari caratteristiche e le prestazioni.

Nella fotografia n° 2 l'attenzione è polarizzata su una telemicrocamera cilindrica. Di particolare interesse per gli impieghi in cui peso e dimensioni ridotte sono importanti, per applicazioni aeree, terrestri e subacque.

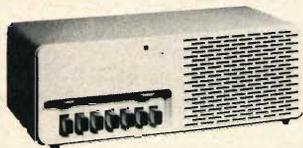
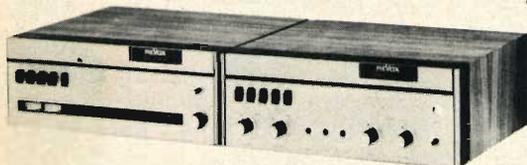
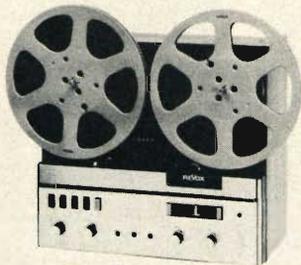
Alla sinistra della foto, un pulsante posto a mezza altezza sul montante permette la dimostrazione di un impianto in « Standby » composto da una telecamera e un monitore per videocitofono, dando l'immagine entro mezzo secondo dal comando.

La fotografia n° 3 è stata scattata durante la dimostrazione della nuova telecamera a colori, la prima progettata e costruita in Italia, e secondo il parere autorevole di due visitatori, un americano e un tedesco, la più piccola telecamera self-contained a colori del mondo. La naturalezza dei colori riprodotti e la elevata sensibilità, ne fanno uno strumento particolarmente utile, perché in grado di dare ottime immagini, come è stato dimostrato, con la sola illuminazione di due lampadine da 100 W.

È stato inoltre presentato in funzione anche un interessante complemento costituito da un apparecchio denominato « codificatore »; con esso le immagini a colori sono state registrate sul normale registratore video per il bianco e nero, riottenendo in riproduzione, sul monitor, immagini a colori di eccezionale qualità.

Possiamo concludere che in questa Fiera la G.B.C. Italiana ha dimostrato di essere una Ditta pilota, all'avanguardia nelle idee e nelle realizzazioni.

2 SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS

Alla XLVII Fiera Campionaria di Milano la Società Italiana Telecomunicazioni Siemens ha presentato il nuovo ricevitore per filodiffusione « DIFFY » che per le sue ridotte dimensioni (28 x 10 x 12) trova posto ovunque. Le caratteristiche di questo apparecchio sono: sintonia a tasti per sei programmi FD, cinque transistor più cinque diodi, potenza di uscita 1 W, banda di frequenza passante fra i 30 e 12.000 Hz, presa per registratore o amplificatore supplementare e alimentazione di tipo universale.

Inoltre, della Thorens ha presentato il nuovo complesso stereofonico Hi-Fi « Compact 2 » equipaggiato con giradischi « TD 150 » a testina magnetica e il giradischi tipo professionale « TD 125 » con controllo elettronico di velocità.

Della Revox invece, ha presentato l'amplificatore Hi-Fi « A 50 », il sintonizzatore Hi-Fi « A 76 », il registratore stereofonico « A 77 », che rappresenta quanto di più avanzato si possa oggi trovare in commercio, due amplificatori da (75 W a 150 W) di tipo industriale interamente transistorizzati e un nuovo modello di citofono con ronzatore in corrente alternata e con tastino per la chiamata e la risposta.

3 I SATELLITI E LA TERRA

Non sempre e non tutti ci rendiamo conto che attualmente circa un migliaio di satelliti, un vero sciame di moscerini, gira intorno alla terra. Di questi, almeno una cinquantina possono essere visti ad occhio nudo e più di duecento con un comune binocolo 8 × 50. Dopo i primi lanci, verso i quali c'era perfino un certo scetticismo incredulo, ben pochi sono coloro che si interessano delle evoluzioni dei satelliti nello spazio, e ancor minore è il numero di chi si dedica con regolarità alle osservazioni sul loro comportamento e sulle acquisizioni scientifiche che se ne possono trarre.

Vi è tuttavia qualcuno in ogni paese per il quale questa maniera di spendere il proprio tempo costituisce un interessante motivo di studio e di importanti ricerche. Per esempio, sappiamo che tutti i satelliti sono soggetti all'azione frenante atmosferica, sia pure a quote di grande rarefazione e che risentono di tutti i capricci della gravitazione terrestre. Così, misurando i cambiamenti verificatisi nelle loro orbite, è possibile conoscere la densità dell'alta atmosfera, ad altitudini di 160-1600 km, nonché la forma effettiva della terra, con una precisione ben più dettagliata di quanto non fosse stato possibile fare in un tempo poco lontano.

La rete mondiale di osservazione dei satelliti si basa su tre elementi o mezzi di indagine: radio, radar ed ottico. La misura dei segnali radio trasmessi dai satelliti rappresenta un ottimo sistema da seguire, sempreché tali trasmettitori siano in funzione. Purtroppo soltanto il 5% dei satelliti posti in orbita è in grado di trasmettere segnali radio. È quindi necessario, per tutti gli altri, fare ricorso al radar oppure ad un sistema ottico. Il radar presenta il grande vantaggio di poter funzionare sia di notte che di giorno, in qualunque condizione atmosferica (cielo sereno o cielo coperto), per contro esso ha dimensioni che richiedono grande spazio e personale per metterlo in opera, oltre che essere molto costoso. Per l'osservazione ottica ci si serve di differenti strumenti, dai grandi telescopi Baker-Nun di 50,8 cm e Hewitt di 61 cm, quest'ultimo

ritenuto il più preciso telescopio per satelliti esistente nel mondo, a telescopi e cannocchiali di portata e precisione minori e, in grado discendente, fino al binocolo accompagnato da un cronometro a scatto.

Dopo aver compiuto una sufficiente quantità di osservazioni, si può pervenire a determinare esattamente l'orbita di un satellite, procedendo per tentativi. In primo luogo si cerca di stabilire un'orbita probabile, quindi si affida l'orbita presunta e le relative osservazioni ad un ordinatore. Le istruzioni da dare all'ordinatore consistono nel chiedere di confrontare l'orbita alle osservazioni e quindi di modificarla fino al punto in cui si adatti il più possibile alle osservazioni. Con questo procedimento si ottiene l'orbita più corrispondente a quella effettiva.

Dai cambiamenti subiti nel tempo dall'orbita si possono estrarre dati sulla densità dell'atmosfera superiore. Se la terra fosse perfettamente sferica e fosse priva d'atmosfera, un satellite passerebbe continuamente per la stessa orbita, non tenendo conto degli effetti del sole e della luna. Ma se il satellite non supera l'altitudine di 800 km, è inevitabilmente sottoposto alla resistenza dell'aria, o effetto frenante, come viene ordinariamente chiamato. Per questa ragione il satellite, discendendo alla sua minima altitudine (perigeo), avrà perduto un pò della sua velocità e non tornerà più alla sua precedente altitudine massima (apogeo), ma la sua orbita si farà sempre più bassa e, non avendo più da percorrere la stessa distanza, il satellite compirà il suo periplo in un tempo sempre più breve.

A partire dal momento nel quale un satellite è stato posto in orbita, se esso compie il primo giro intorno alla terra, supponiamo in 3 ore, dopo che avrà compiuto 100 o 500 orbite, questo tempo sarà sceso di una certa misura e così, gradatamente, finché non sarà disintegrato nel suo definitivo tuffo nell'atmosfera densa.

Conoscendo le dimensioni ed il peso del satellite e se si perviene a misurare la progressione con cui decresce il suo periodo orbitale, sarà possibile calcolare la densità dell'atmosfera alle altitudini vicine al perigeo. Questo metodo è stato applicato con successo durante questi ultimi anni e i risultati ottenuti hanno profondamente modificato i concetti precedenti sull'atmosfera superiore, ad altitudini comprese fra 160 e 1600 km. Si è constatato che la densità varia notevolmente dal giorno alla notte, presso a poco cinque volte maggiore a mezzogiorno che a mezzanotte per altitudini di circa 480 km. Inoltre, l'atmosfera superiore reagisce vivamente alle esplosioni che si manifestano sulla superficie solare. Esplosioni solari di una certa violenza sono seguite, qualche ora più tardi, da un rapido aumento della densità, nella misura in cui le particelle e le radiazioni, che emanano in massa dall'esplosione solare, eccitano gli atomi dell'atmosfera superiore ad eccezionali attività.

Ad una altitudine di 640 km la densità può aumentare anche più di cinque volte del suo precedente valore, mentre la temperatura può salire di centinaia di gradi, a seguito di una violenta esplosione solare.

All'altezza considerata, l'aria è molto rarefatta; già a 160 km la densità non raggiunge che 0,55 kg per km^3, in confronto con 1,2 milioni di tonnellate per km^3 al livello del mare. Tuttavia la sensibilità dei satelliti è molto grande nei confronti dell'azione frenante dell'atmosfera e, per tale ragione, possono essere misurate densità dell'ordine di 0,00001 kg/km^3.

Il progressivo modificarsi delle orbite dei satelliti ci fa conoscere anche con quale rapidità si determini nell'atmosfera una piccola forza laterale, capace di costringere il decremento orbitale fino alla sua inevitabile fine. I mutamenti successivi sono minimi, i più riscontrati si mantengono a circa 0,1°, tuttavia questo valore corrisponde ad una variazione della distanza di circa 10 km. Con le misure di questa piccola variazione si perviene al calcolo della velocità di rotazione dell'atmosfera. Dai risultati fin qui ottenuti si sa che l'atmosfera, ad altitudini comprese fra 160 e 320 km, ha una velocità media di rotazione che è circa del 30% superiore a quella della terra. In base a ciò è evidente che esistono venti che si spostano da ovest ad est alla velocità media di 320 km/h.

A tutt'oggi non si è ancora pervenuti a

stabilire le ragioni di questo muoversi dell'atmosfera superiore, si che essa si sposta in effetti ad una velocità maggiore di quella della terra, sebbene sia stata avanzata l'ipotesi che esso sia dovuto a cariche elettriche degli atomi delle alte zone dell'atmosfera.

Lo studio del comportamento orbitale dei satelliti ha un altro motivo di particolare interesse: quello del rilievo della forma della Terra, vale à dire della conformazione della sua superficie, sia al livello del mare, sia dei suoi continenti. Per quanto possa apparire paradossale che i satelliti lanciati nello spazio siano in grado di farci conoscere la Terra meglio di quanto non sia possibile fare restando al suolo, in realtà il fatto non è poi così strano come sembra. Partendo dal presupposto che tutte le particolarità che caratterizzano la superficie della Terra influenzano l'andamento orbitale, si può pervenire ad una migliore conoscenza di esse studiando l'effetto gravitazionale sulle orbite dei satelliti.

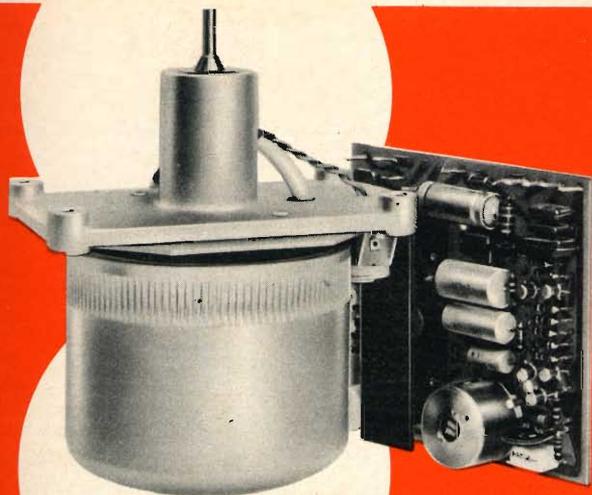
Per portare un esempio, subito dopo i primi lanci, nel 1958, si scoprì che la misura dell'appiattimento della Terra, noto come la differenza fra diametro equatoriale e diametro polare, era inesatto. In precedenza si credeva che il diametro equatoriale fosse maggiore di quello polare di 42,93 km, mentre in realtà la differenza è di 42,77 km. Si dirà che la differenza non è poi così grande, giacché si tratta in effetti di soli 150 m. Tuttavia la scoperta sorprese i geologi, abituati ad una precisione di misure con scarti massimi di 15 m.

Un'altra caratteristica della forma della Terra, sempre accertata con lo studio delle orbite dei satelliti, è la sua forma a pera. Essa si presenta infatti con tale forma, avente la coda a nord, con un avvallamento a sud ed una protuberanza a nord. Il perchè di questa irregolarità è una delle questioni non risolte della geofisica, benché anche per essa si avanzino alcune supposizioni, come quella che ritiene dovuta la differenza delle calotte polari all'ammasso di ghiacciai nei periodi glaciali, non di identiche proporzioni e tali da deformare inegualmente gli strati sottostanti.

In questi ultimi anni si sono riportate sulle carte più precise caratteristiche della superficie terrestre, considerata rispetto al livello del mare. Da tali rilievi si è appreso che esistono in vari punti della superficie del globo rilievi e avvallamenti. La depressione maggiore, di circa 60 m, si trova a sud dell'India, mentre il rilievo più alto, anch'esso di circa 60 m, è situato nei pressi della Nuova Guinea. Altri rilievi sono stati riscontrati vicino al Regno Unito ed all'Africa del sud (45 m), mentre un'altra depressione si trova al largo delle coste della California (45 m), che è il più basso paese del mondo.

Lo studio delle orbite e delle loro variazioni nel tempo, di satelliti lanciati nello spazio, richiede logicamente una costosa strumentazione, qualunque sia il sistema d'indagine adottato. Si obietterà che esistono osservatori dotati di specialissime attrezzature basate su tutti e tre i sistemi, radio, radar ed ottico, e che ben poco resti da fare a chi possiede modeste attrezzature. Ciò nonostante c'è anche un dilettantismo attivo che non poco ha contribuito alle ricerche. Chi possiede strumenti di minore efficienza, studia di preferenza il comportamento di quei satelliti, la cui orbita è già discesa in strati più densi dell'atmosfera e quindi più soggetti alle influenze della gravitazione terrestre, nonché all'effetto frenante dell'aria.

4 ISTITUTO L. B. ALBERTI

All'Istituto Professionale Statale per l'Industria e l'Artigianato « Leon Battista Alberti » di Rimini si sono tenute dal 27 al 29 marzo una serie di conferenze sulla TVC, organizzate dalla G.B.C. in collaborazione con la PHILIPS-ELCOMA. Nella foto, presentiamo una panoramica di un'aula dell'Istituto, gremita di pubblico interessato ai problemi della TVC.

un punto fisso

nello sviluppo della tecnica

REGISTRATORE

REVOX
A77

CON MOTORE - CAPSTAN REGOLATO ELETTRONICAMENTE

Il motore-capstan regolato elettronicamente è una realizzazione di avanguardia nel settore dei registratori magnetici. Il nuovo motore è più piccolo, più leggero; di minor consumo ed ha un considerevole margine di potenza. Inoltre la costanza di rotazione è completamente indipendente dalle variazioni della frequenza e della tensione di rete di alimentazione.

2 o 4 tracce • 9,5 e 19 cm/s • 3 motori • cambio elettronico di velocità • chassis pressofuso • bobine fino a 26,5 cm • circuiti elettronici interamente a transistori • 3 testine • risposta in frequenza da 30 ÷ 20.000 Hz • rapporto segnale - disturbo ≥ 54 dB • alimentazione stabilizzata. Presentato e garantito in Italia dalla Società Italiana Telecomunicazioni Siemens.

SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.

Sede, direzione generale e uffici: 20149 Milano p.le Zavattari 12 — GRUPPO STET

I C.I.M.E.S., concorso riservato ai dilettanti appassionati di registrazione su nastro magnetico è giunto alla sua 18ª edizione.

Questo concorso, dotato di ricchi premi, si svolge nell'autunno di ogni anno, con l'appoggio dei principali organismi di radiodiffusione europei e dell'industria elettroacustica internazionale. Il termine di presentazione dei lavori per l'Italia è fissato per il 15 settembre 1969.

Chi volesse parteciparvi, è pregato far pervenire il materiale all'A.I.F. (Associazione Italiana Fonoamatori), rappresentante ufficiale italiana del C.I.M.E.S.

Quest'anno il concorso si terrà a Copenhagen dal 24 al 28 ottobre e vi saranno ammesse sette categorie così suddivise:

Categoria A: *scene di tipo radiofonico, sketches ecc. Durata massima dieci minuti.*

Categoria B: *documentari sonori, reportages ed interviste (le registrazioni devono in ogni caso contenere commenti parlati). Durata massima otto minuti.*

Categoria C: *registrazioni di carattere musicale limitate però a quelle aventi un carattere inedito per l'opera in se o per la particolare esecuzione. Durata massima cinque minuti.*

Categoria D: *canti, grida e linguaggio degli animali, rumori della natura o no. Durata massima due minuti.*

Categoria E: *corrispondenza sonora fra due o più persone. Durata massima otto minuti.*

Categoria F: *registrazioni di carattere scolastico, vale a dire che sono state o potrebbero essere impiegate nell'insegnamento. Durata massima dieci minuti.*

Categoria G: *le invenzioni di Valdemar Poulsen e/o la loro influenza nel progresso, nell'istruzione, nelle comunicazioni, nella civiltà moderna e nei paesi in via di sviluppo.*

Per qualsiasi informazione, questo è l'indirizzo: A.I.F. - Viale Magenta, 6 p.t. - 43100 Parma.

SERVIZIO RADIO-TV

a cura di P. Soati

APPUNTI PER I RADIOCOSTRUTTORI

I Parte

NORME DI SICUREZZA PER GLI APPARECCHI RADIOELETTRICI

Da qualche anno a questa parte con il progredire dell'elettronica, le cui applicazioni si sono estese praticamente a tutte le attività che sono proprie della vita moderna, è cresciuto enormemente anche il numero di coloro che hanno orientato il loro lavoro verso la tecnica delle riparazioni radio e televisive. Molti di costoro, in base all'esperienza acquisita in tale campo, hanno allargato, successivamente, la loro attività dedicandosi anche alla costruzione di radioricevitori e televisori.

Questa forma di produzione è abbastanza rilevante, tanto nella penisola quanto nelle isole, e riesce a dare dei discreti frutti in considerazione del fatto che il materiale necessario proviene, quasi sempre, dai grandi produttori, come ad esempio la G.B.C., che sono in grado di fornire, con le necessarie garanzie circa la qualità, tutti i componenti indispensabili per la costruzione di ricevitori e televisori di qualsiasi genere.

A questo proposito dobbiamo però constatare che se la preparazione teorica e tecnica di coloro che intraprendono detta strada è da considerarsi generalmente buona molti di essi, specialmente coloro che vivono lontano dai grandi centri produttivi, ignorano invece le principali **norme tecniche** che regolano l'impianto, la costruzione, la protezione ed il collaudo degli apparecchi radioelettrici.

È il caso di precisare che esistono degli appositi organi internazionali aventi il compito di fissare, o di aggiornare, delle norme che riguardano tanto la costruzione quanto la protezione di qualsiasi impianto od apparecchio elettrico o radioelettrico. Queste norme in Italia sono avallate dal COMITATO NAZIONALE DELLE RICERCHE (CNR) e dal COMITATO ELETTROTECNI-

CO ITALIANO (CEI), che le rende pubbliche tramite appositi fascicoli.

Crediamo perciò di fare cosa grata agli interessati pubblicando una sintesi di queste norme, limitandoci naturalmente a prendere in considerazione soltanto quelle che si riferiscono agli argomenti che possono interessare le suddette attività, e la cui conoscenza avrà il pregio di evitare inaspettate sorprese da parte degli organi di controllo competenti.

Definizioni relative agli apparecchi radioelettrici

Per quanto si riferisce ai valori della tensione e della corrente alternata, qualora non sia specificato in modo diverso, s'intendono i valori efficaci.

Si definisce come **dispositivo per connessioni esterne,** qualsiasi presa, od altro dispositivo che consenta di collegare un apparecchio ad altri collegamenti esterni, od apparecchi, siano essi altoparlanti, amplificatori etc. Una parte qualsiasi di un apparecchio, anche conduttrice, che possa essere toccata da una persona con il dito di prova è detta **«parte accessibile»**, qualora ciò possa essere invece dannoso essa viene definita come **«parte pericolosa a toccarsi»**. I collegamenti che fanno capo alla presa di antenna e di terra sono da considerare come accessibili.

Si definisce come **parte collegata alla rete,** qualsiasi parte di un apparecchio che quando venga collegata sia all'uno che all'altro dei poli della rete, tramite una resistenza non induttiva da 2.000 Ω, con il ricevitore regolarmente alimentato ma non collegato a terra, produca nel conduttore di collegamento un passaggio di corrente superiore a 0,7 A. Se detta corrente supera il limite di 1 A, la parte viene considerata come collegata direttamente alla rete.

Per **interruttore termico** si intende un dispositivo che ha lo scopo di evitare che in una determinata parte dell'apparecchio si manifestino delle temperature superiori ad un certo limite. Per interruttore di sicurezza si intende invece un dispositivo il cui scopo è quello di togliere la tensione automaticamente all'apparecchio, qualora si apra la custodia.

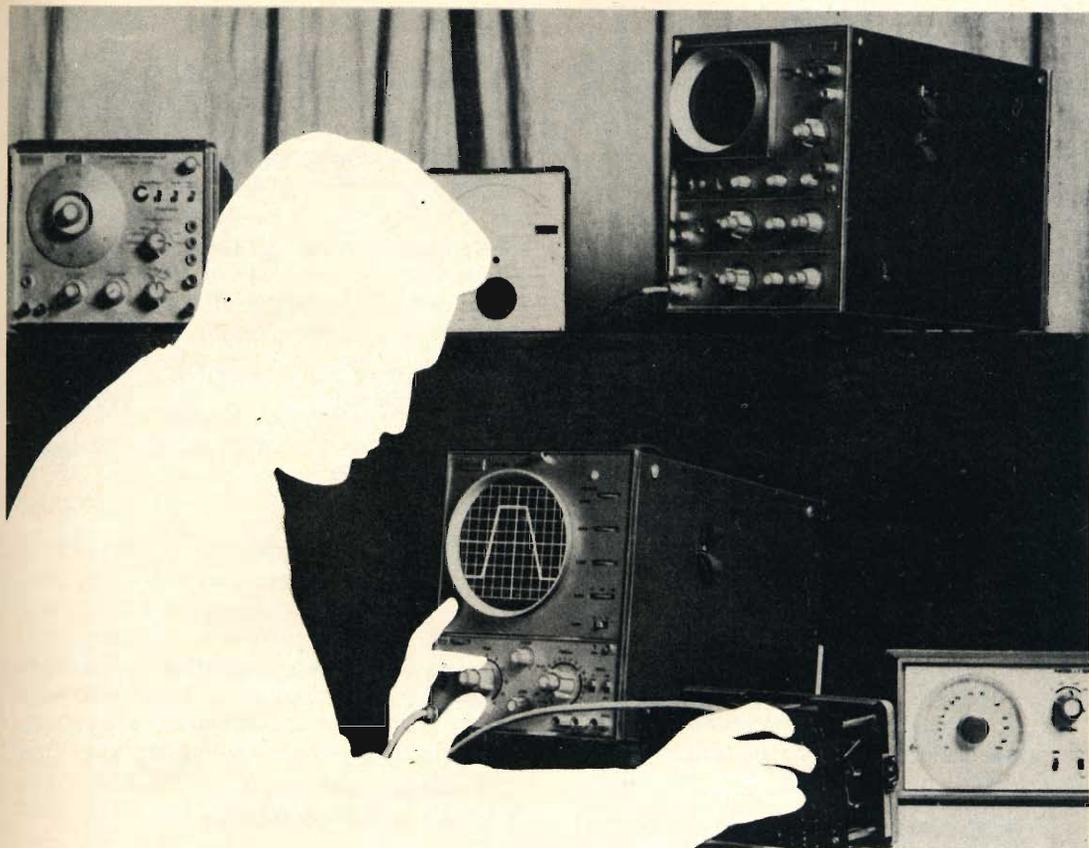
Condizioni di un apparecchio in prova

Escluso quei casi per cui siano date disposizioni differenti, nell'eseguire le prove delle quali parleremo durante queste note, l'apparecchio dovrà essere disposto nel seguente modo:

1) l'apparecchio dovrà essere portato nella sua normale posizione di funzionamento;
2) l'antenna dovrà essere collegata in modo da mettere l'apparecchio nelle condizioni più sfavorevoli per ciascuna prova;
3) la temperatura dovrà essere quella ambiente (20 °C ± 5°). Se ciò non sarà possibile si dovrà tenere conto dell'influenza della differenza di temperatura rilevata durante le prove;
4) l'apparecchio dovrà essere predisposto per la tensione e la frequenza più sfavorevole. Ciò naturalmente nel caso di apparecchi che possano funzionare con tensioni e frequenze differenti. Il valore di tensione scelto dovrà essere pari a 1,1 volte la tensione nominale;
5) nell'alimentazione in corrente alternata la forma d'onda della tensione dovrà essere praticamente sinusoidale.

Alle suddette condizioni in genere si aggiunge la combinazione più sfavorevole per ciascuna prova, delle seguenti condizioni:

6) terminale di terra collegato a terra o no;
7) scelta arbitraria della polarità nel caso di alimentazione in corrente continua;
8) connessione a terra dell'uno o l'altro polo della sorgente di energia.
9) posizione più sfavorevole dei comandi e delle regolazioni a disposizione dell'utente;
10) ricevitore predisposto per la ricezione o no.

Nelle norme è specificato che la scelta della combinazione più sfavorevole dal punto 6) al punto 10), per ogni determinata prova, verrà effettuata a buon senso mediante un esame preliminare dello schema e, se necessario, con prove ed esami preliminari.

Equipaggiatevi
con uno di questi due oscilloscopi versatili da 10 MHz
...sono ad alta sensibilità e portatili

Questi oscilloscopi soddisfano le esigenze di impiego aria, mare, terra. La frequenza di alimentazione può variare da 40 a 400 Hz e il basso consumo permette l'impiego lontano dalle reti di alimentazione mediante convertitori CC/CA. L'utilizzazione di elementi allo stato solido assicura un elevato grado di affidamento e versatilità di impiego nelle più disparate condizioni di lavoro.

Scegliete lo strumento secondo le Vostre esigenze!

Il PM 3221 è uno oscilloscopio con schermo da 13 cm, superficie utile 10 x 8 cm, linea di ritardo incorporata, utilissima per applicazioni impulsive e calcolatori. La sensibilità è di 10 mV/cm dalla CC. a 10 MHz o 1 mV/cm dalla CC. a 2 MHz. La sincronizzazione è automatica o con controllo manuale di livello fino a 10 MHz.

Il PM 3230 è uno oscilloscopio a doppio raggio con speciale tubo a raggi catodici « Side by Side » che permette una completa scansione su tutto lo schermo. La sensibilità è di 20 mV/div dalla CC. a 10 MHz o 2 mV/div dalla CC. a 2 MHz. La sincronizzazione è molto stabile e di facile regolazione.

A richiesta saremo lieti di inviarVi le caratteristiche tecniche particolareggiate.

Illustrazione: (sotto) PM 3221, (sopra) PM 3230

Questi strumenti fanno parte di una vasta gamma di apparecchi elettronici di misura comprendente oscilloscopi, voltmetri, generatori, analizzatori di transistori ed altri apparecchi di controllo la cui vendita ed assistenza è assicurata dall'organizzazione mondiale Philips.
Chiedeteci il catalogo generale degli apparecchi elettronici di misura.

PHILIPS S.p.A., Reparto PIT-EMA
Piazza IV Novembre, 3
MILANO - Tel. 6994 (int. 243)

PHILIPS

OSCILLOSCOPI

Dati di targa e dicitura

In un apparecchio destinato ai radioteleservizi devono essere chiaramente indicati, in modo che siano indelebili e facilmente leggibili, i seguenti dati:

1) marchio di fabbrica;
2) tipo e denominazione dell'apparecchio;
3) tensione nominale o gamma di tensioni in Volt;
4) natura della corrente;
5) frequenza nominale o gamma delle frequenze in Hertz;
6) massima potenza assorbita in Watt.

Per gli apparecchi adatti a funzionare per tensioni nominali diverse, l'indicazione della tensione per cui è predisposto l'apparecchio deve essere chiaramente visibile sull'apparecchio stesso, pronto a funzionare. Se l'apparecchio è realizzato in modo che la variazione di tensione possa essere eseguita dal cliente (cambiotensioni) questa variazione, deve comportare un corrispondente cambiamento nella indicazione del valore di tensione.

Mentre per indicare i Volt, gli Ampere, i Watt e gli Hertz si ricorrerà alle solite abbreviazioni V, A, W e Hz., i dispositivi per le connessioni esterne dovranno essere contrassegnati con i relativi simboli indelebili e ben leggibili, stabiliti con le norme CEI, e che riportiamo qui di seguito:

a) Rete a corrente alternata
b) Rete a corrente continua
c) Rete a corrente alternata o continua
d) Altoparlante
e) Altoparlante con eccitazione
f) Cuffia
g) Riproduttore fonografico
h) Microfono
i) Registratore
l) Microfono con eccitazione
m) Tubo a raggi catodici o cinescopio
n) attacco alta tensione per cinescopio, simbolo di pericolo per l'alta tensione
o) Terminali o prese per connessioni esterne, con tensione superiore a 34 V (valore di cresta)
p) Alimentatore per preamplificatore d'antenna: indicare il tipo da usare
q) Antenna a dipolo
r) Antenna
s) Terra

È ammessa, in alternativa al simbolo, una dicitura completa.

Generalità sulle prove e prescrizioni costruttive

I componenti usati negli apparecchi radioelettrici devono avere delle caratteristiche nominali che siano sufficienti alle condizioni di lavoro. Allo scopo di controllare se una parte conduttrice è pericolosa a toccarsi si misurano:

a) la corrente che circola tra la parte in questione e la terra. Il circuito di misura deve avere una resistenza non induttiva di 2.000 Ω. Il morsetto di massa dell'apparecchio non dovrà essere collegato a terra. Anche in questo caso una parte si considera pericolosa se il valore di cresta della corrente supera i 0,7 A.

b) La tensione tra la parte considerata e tutte le parti accessibili è considerata pericolosa a toccarsi se il suo valore di cresta supera i 34 V. Il circuito usato per la misura deve presentare una resistenza non inferiore ai 50.000 Ω.

Gli apparecchi devono essere costruiti per tensioni massime di alimentazione di 250 V.

Protezione contro i contatti accidentali

Gli alberi di comando, se sono parti da considerarsi pericolose a toccarsi direttamente, devono essere protetti. La protezione è da considerarsi efficace qualora sia impossibile fare entrare in contatto diretto con gli alberi di comando, o con gli elementi metallici che servono per il fissaggio delle manopole, una corda metallica avente il diametro di 2 mm avvolta attorno alla manopola od al bottone. Le viti che servono per il fissaggio delle manopole dovranno essere sufficientemente incassate nel materiale isolante (la distanza fra dette parti ed il dito di prova non dovrà essere inferiore al millimetro).

L'involucro dell'apparecchio, le manopole ed i bottoni devono essere costituiti da materiale isolante. In certi casi l'involucro può essere metallico, (specialmente nei televisori) però tanto il ricevitore quanto gli apparecchi ausiliari devono essere costruiti in modo tale che le parti con tensione pericolosa non vengano direttamente od indirettamente a contatto con le parti esterne di metallo.

Tutte le parti isolanti, manopole, leve etc, la cui rottura renda accessibili delle parti pericolose, dovranno presentare una resistenza meccanica sufficiente ed essere fissate solidamente al loro asse.

Il controllo del fissaggio e della resistenza meccanica si effettua applicando per dieci volte consecutive:

a) uno sforzo assiale di trazione ed uno successivo di compressione, ciascuno di dieci chilogrammi.

b) una coppia di torsione corrispondente ad una forza di dieci chilogrammi applicata tangenzialmente alla periferia del bottone alternativamente nei due sensi.

Dopo queste prove la solidità del fissaggio non deve essere sensibilmente diminuita.

Il valore di cresta della tensione fra le parti di un dispositivo di connessione esterna e fra questo e la terra, non deve superare i 350 V.

I dispositivi di connessione esterna, diversi da quelli previsti per il raccordo alla rete, non devono essere collegati con la rete stessa.

Se la custodia dell'apparecchio, la cui apertura sia necessaria per la sostituzione di valvole od altri componenti, non comporta mezzi di fissaggio tali da escludere la possibilità di apertura senza l'impiego di attrezzi, oppure se la custodia non presenta una resistenza meccanica da soddisfare le condizioni che vedremo in seguito, le parti accessibili dovranno soddisfare alle prescrizioni che abbiamo visto più sopra in merito alla accessibilità alle parti pericolose.

Qualora non sia necessario l'uso di un attrezzo per aprire la custodia questa operazione deve produrre l'interruzione di entrambi i poli della tensione di alimentazione. Le parti accessibili dovranno però soddisfare alle prescrizioni che seguono.

I condensatori o le parti ad essi collegate che si rendessero accessibili con l'apertura della custodia non dovranno presentare il pericolo di scariche elettriche. Sono considerati pericolosi i condensatori, accessibili direttamente o tramite conduttori o componenti ad essi collegati:

a) aventi capacità nominale a 0,1 μF, qualunque sia la tensione a cui sono sottoposti nelle condizioni normali di prova, se due secondi dopo l'interruzione presentano una tensione residua superiore ai 34 V.

b) aventi capacità nominale di 0,1 μF od inferiore, sottoposti nelle normali condizioni di prova ad una tensione superiore a 450 V, se forniscono una quantità di elettricità superiore ai 45 μC circolante in una resistenza non induttiva di 2.000 Ω inserita due secondi dopo l'interruzione di corrente.

c) aventi capacità nominale di 0,1 μF od inferiore, sottoposti nelle condizioni normali di prova ad una tensione superiore a 15.000 V, se forniscono una energia superiore a 350 mW/s su un

circuito di misura non induttivo di 2.000 Ω, inserito due secondi dopo l'interruzione di corrente.

Tutte le parti sotto tensione e che possano essere pericolose al contatto, dovranno avere una distanza sufficiente tanto dalle parti accessibili quanto da quelle che sono ad esse collegate.

Queste distanze minime sono riportate nella seguente tabella:

Qualsiasi tipo di apparecchio deve avere una sufficiente resistenza meccanica all'urto ed alla compressione. Il controllo dovrà essere effettuato mediante le seguenti due prove:

Prova di resistenza all'urto - Il ricevitore senza valvole ma munito del cinescopio, se si tratta di un televisore, viene posto sopra una assicella di legno disposta orizzontalmente che viene lasciata cadere da un'altezza di 5 cm su di un

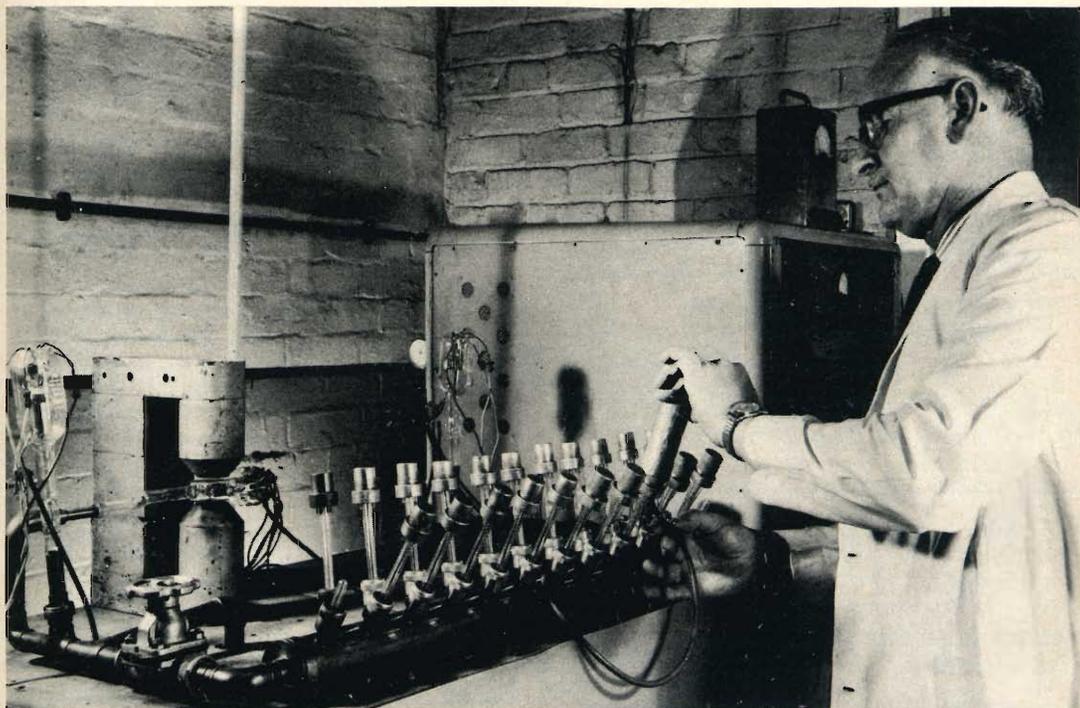
1	2	3
Tensione di cresta in V	Minima distanza in aria in mm	Minima linea di fuga in mm
fino a 34	2	2
da oltre 34 fino a 354	3 (4)	3 (4)
» » 354 » » 500	3 (4)	4
» » 500 » » 630	3,5 (4)	4,5
» » 630 » » 800	3,5 (4)	5
» » 800 » » 1.000	4	6
» » 1.000 » » 1.100	4,5	7
» » 1.100 » » 1.250	4,5	8
» » 1.250 » » 1.400	5,5	9
» » 1.400 » » 1.600	7	10
» » 1.600 » » 1.800	8	11
» » 1.800 » » 2.000	9	11,5
» » 2.000 » » 2.200	10	12
» » 2.200 » » 2.500	11	13
» » 2.500 » » 2.800	12	14
» » 2.800 » » 3.200	13	14,5
» » 3.200 » » 3.600	14	15,5
» » 3.600 » » 4.000	14,5	16,5
» » 4.000 » » 4.500	15,5	17,5
» » 4.500 » » 5.000	16,5	18,5

I valori tra parentesi si applicano alle distanze tra parti pericolose al contatto e le parti metalliche di chiusura.

tavolo di legno, per dieci volte consecutive. Al termine di questa prova l'apparecchio non deve presentare danni ed alterazioni apprezzabili che ne compromettano la sicurezza.

Prova di resistenza alla compressione

L'involucro esterno dell'apparecchio deve essere in grado di resistere sufficientemente alle pressioni esterne. La verifica

3 mesi di vita controllati in 1 giorno!

Per assicurare lunga durata ad un tubo a raggi catodici è necessaria una perfetta conservazione del vuoto.
Nei cinescopi, il punto più facile di dispersione è il sigillo vetro-metallo del collo.
I campioni dei colli per tubi a raggi catodici BRIMAR, come si vede nella foto, vengono sottoposti al controllo « Argon Leak ». Esso consiste nel creare le condizioni di un bulbo CRT ponendo una capsula di ottone sopra il vetro.
L'aria che si trova all'interno viene aspirata per mezzo di una tubazione, in modo da creare un vuoto maggiore di quello esistente in un normale tubo a raggi catodici.
Il gas Argon viene immesso intorno alla base su cui ogni minima traccia di dispersione è controllata elettronicamente, nel tempo di 10 secondi, da uno spettrometro di massa.
L'impiego del gas Argon è molto importante poichè la sua dimensione molecolare è assai minore di quella dei normali gas che compongono l'aria. Il suo potere di penetrazione, infatti, è 10 volte quello dell'aria.
I campioni di tubi BRIMAR, inoltre, passano per il controllo « Argon Soak » che consiste nell'immergerli in gas Argon.
Grazie alle proprietà di questo gas, è possibile controllare, in un solo giorno, le condizioni di vuoto di 3 mesi di durata.
Ogni cinescopio BRIMAR e i suoi componenti, prima di venire immessi sul mercato, devono superare 500 controlli di qualità e verifiche prescritte dalla Direzione Tecnica.

affidatevi alla qualità...

si effettua applicando una forza di 5 kg, rivolta verso l'interno in differenti punti della superficie della custodia mediante il dito di prova, figura 1, bloccandone le articolazioni. Durante questa prova le distanze tra le parti accessibili e le parti pericolose al contatto non dovranno mai essere inferiori ai valori indicati nella tabella di cui sopra. Inoltre dopo tale prova l'apparecchio non dovrà presentare danni od alterazioni apprezzabili che ne compromettano la sicurezza.

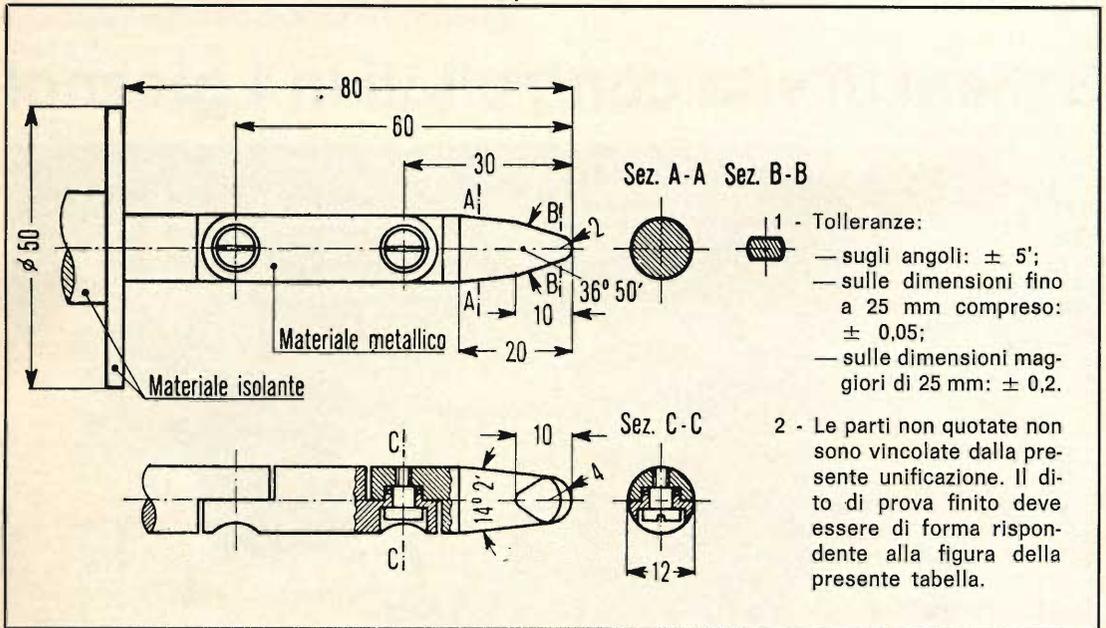



Fig. 1 - Dito di prova per la verifica della inaccessibilità delle parti sotto tensione di apparecchi elettrici.

Resistenza al calore ed agli eccessi di temperatura

Qualsiasi tipo di apparecchio deve essere nel suo complesso e nelle sue parti, sufficientemente resistente al calore che si sviluppa nelle normali condizioni di funzionamento ed inoltre non si dovranno rilevare, nei suoi componenti, temperature superiori a quelle ammesse. Anche in questo caso il controllo si effettuerà mediante due prove distinte:

a) **Resistenza al calore** - La prova avrà luogo nelle condizioni normali di funzionamento ad una temperatura ambiente compresa fra i 35 e 40 °C e la sua durata dovrà essere di quattro ore. Al termine di questa prova l'apparecchio non dovrà presentare danni apprezzabili agli effetti della sicurezza. I materiali di riempimento, anche se di cera, non dovranno essere colati, od essere fluidi tanto da lasciare scoperte le parti sotto tensione. È tollerato solo un semplice spostamento di massa. Per le parti che sono sottoposte a tensioni uguali o superiori ai 5000 V di cresta, ricoperte in cera o materiali simili aventi la funzione di materiali anticorona, non è amesso alcun spostamento di massa.

b) **Sovratemperature** - Questo controllo dovrà essere effettuato dopo 4 ore di funzionamento alle condizioni normali di prova. In queste condizioni i diversi elementi costitutivi dell'apparecchio non dovranno superare le sovratemperature indicate nella tabella a fianco.

Gli aumenti di temperatura vengono misurati:

a) con il metodo della variazione di resistenza nel caso di avvolgimenti;

b) con il metodo della termocoppia negli altri casi.

Qualora per effettuare la misura di temperatura sia necessario disinserire l'apparecchio dalla rete, la misura dovrà essere effettuata entro 5 s dalla disinserzione. Dopo questo tempo, prima di eseguire altre misure, l'apparecchio dovrà restare inserito per un tempo sufficiente a raggiungere le condizioni di regime e comunque non inferiore a venti volte il tempo durante il quale l'apparecchio è rimasto disinserito.

1	2
Parti	°C
Superfici interne di mobili in legno	60
Superfici interne di mobili in materiale isolante termoindurente	80
Superfici interne di mobili in materiali termoplastici	30
Superfici esterne di metallo	40
Avvolgimenti di fili isolati in cotone, seta, seta artificiale, carta e materiali simili, non impregnati	50
Idem, impregnati	60
Avvolgimenti in fili smaltati o verniciati, avvolti a strati separati da carta o simili	70
Avvolgimenti in fili smaltati o verniciati in strati isolati in triafoil o simili	80
Parti di cartone o simili	50
Parti di legno, carta impregnata con resine e simili	60
Parti stampate in resine termoindurenti	80
Isolamenti in gomma	30
Isolamenti termoplastici e Isolamenti anticorona in cera o simili, o materiali termoplastici	2/3 della sovratemperatura necessaria al rammollimento del materiale

Nel caso di materiali per i quali sia dimostrato che possono sottostare a temperature più alte di quelle su cui è basata la presente tabella, le sovratemperature ammesse possono essere adeguatamente aumentate, fatta eccezione per le parti accessibili della custodia.

RESISTENZA ALL'UMIDITA'

Mantenuto l'apparecchio, con le valvole escluse, per 24 ore in un ambiente avente una umidità relativa non inferiore al 95% alla temperatura compresa fra 20 e 25 °C, si dovranno eseguire delle misure di isolamento fra le parti accessibili collegate fra di loro, e fra ciascun polo del circuito di rete secondo le modalità sotto indicate. Inoltre l'apparecchio dovrà essere sottoposto ad una prova di tensione sia fra le parti accessibili e ciascun polo del circuito di rete, sia fra le parti in collegamento diretto con un polo della rete e l'altro polo della stessa, sempre secondo le modalità che indicheremo di seguito.

Prima di eseguire queste prove è necessario staccare tutti i resistori e gli elementi conduttori del circuito che siano collegati alle parti fra le quali si deve effettuare la misura della resistenza di isolamento, ad eccezione dei resistori od altri elementi conduttori collegati tra le parti accessibili e le parti pericolose a toccarsi.

Misura della resistenza di isolamento

La misura della resistenza di isolamento si effettuerà alla tensione di prova di 500 V c.c., dopo che siano state asciugate con carta assorbente le gocce di acqua eventualmente depositate, e non deve risultare inferiore ai 2 MΩ.

La prova dovrà essere effettuata entro 15 m' dalla fine del condizionamento nella camera climatica.

Prova di tensione - Questa prova si effettuerà applicando per la durata di un minuto una tensione alla frequenza di rete, il cui valore efficace è dato dalla seguente tabella nella quale U_M indica la tensione di esercizio (valore di cresta).

1	2	3
Circuiti sottoposti alla tensione U_M (valore di cresta)	Tensione di prova	
	volt eff.	con minimo di volt eff.
Fino a 14 V	nessuna prova	—
Da 14 a 72 V	250	—
Oltre 72 V	1000 + 2 U_M	1500
1) Trasfor. di entrata non in collegamento diretto con la rete	2 U_M	500
2) Trasfor. di entrata in collegamento diretto con la rete . .	1000 + 2 U_M	1500
3) Trasformatori di uscita	1000 + 2 U_M	1500

Se durante l'applicazione della tensione di prova non si manifesta alcuna scarica superficiale ne perforazione di isolante, la prova deve ritenersi soddisfacente.

In una seconda puntata concluderemo questa prima parte che interessa in modo particolare:

a) i ricevitori per televisione;

b) gli amplificatori e gli apparecchi di diffusione sonora;

c) gli apparecchi di registrazione magnetica del suono.

d) i ricevitori radiofonici ed amplificatori a batteria e a vibratore;

e) gli apparecchi destinati ai climi tropicali.

L'esame di queste norme potrà sembrare alquanto stucchevole, ed in effetti lo stile con il quale esse sono redatte non è certamente dei più scorrevoli. Bisogna tenere conto che trattandosi di pubblicazioni redatte da organismi ufficiali la loro forma deve aderire necessariamente a quello stile che è proprio di questi ambienti.

D'altra parte non essendo assolutamente ammessa dagli organi preposti al controllo, l'ignoranza di tali norme, noi, pur modificandone sensibilmente l'enunciazione in modo da renderla, in taluni punti, maggiormente accessibile anche ai meno preparati, abbiamo sentito il dovere di renderle di pubblico dominio. È da tenere presente che le norme che seguiranno sono senz'altro molto più interessanti dato che esse tratteranno argomenti di notevole importanza quali la taratura e la messa a punto dei ricevitori AM, FM e TV.

La Philips ha presentato il suo nuovo analizzatore per cromatogrammi su strato sottile con possibilità di condurre facili ed accurate misure di radioattività nei cromatogrammi su carta.

Detta apparecchiatura è costituita da un rivelatore a flusso di gas a 2 π, preamplificatore, analizzatore automatico, e da un assortimento di diaframmi e finestre di rivelazione. L'aggiunta di due appoggi che si possono facilmente montare sul piano di lavoro, consente il fissaggio dei cromatogrammi su carta.

Il piano di analisi è posto sotto il rilevatore e può essere mosso lungo l'asse X a velocità di 6-12-30) x (1-10-100) mm. all'ora. Detta apparecchiatura può essere fornita con un piano di lavoro massimo di 20 x 40 cm. per i cromatogrammi su strato sottile.

Il movimento della carta e del registratore è sincronizzato. È possibile calibrare l'unità così che il punto di partenza di ciascun cromatogramma determini un corrispondente segnale nel registratore.

Il nuovo amplificatore operazionale mod. 50200 della « Keithley », è adatto per applicazioni normali e speciali; fra quest'ultime ricorderemo l'impiego in strumenti elettromedicali, veicoli spaziali e missili.

Esso è fabbricato in conformità degli standards NASA NPC 200-3 ed NPC 200-4 ed è contenuto in una leggerissima custodia di magnesio che fornisce una schermatura integrale.

Il mod. 50200 può essere usato sia come amplificatore lineare che logaritmico, integratore di corrente, amplificatore di carico o ad alta resistenza d'entrata.

Possedendo un ingresso differenziale possiede notevole versatilità, poichè può essere usato sia come amplificatore differenziale che single-ended.

Gli elementi di controreazione possono essere montati internamente all'amplificatore, sia per comodità che per soddisfare esigenze di schematura.

La resistenza d'entrata si aggira su valori compresi fra 10^{12} e 10^{5} Ω. La potenza richiesta è di soli 30 mW a 15 V.

Questo amplificatore impiega transistor ad effetto di campo MOS che forniscono eccellenti caratteristiche di elevata resistenza di entrata ed assoluta stabilità termica.

Il mod. 50200 è stato progettato tanto largamente che può sottostare per brevi periodi a sovratensioni di $\pm$ 400 V e a sovraccarichi continui di $\pm$ 100 V, senza danneggiarsi .

Le altre caratteristiche sono:

— corrente di offset: 10^{-14} A;

— resistenza di entrata normale: $10^{12}\Omega$;

— peso: 55 g.;

— guadagno di tensione a vuoto: maggiore di 15.000;

— dimensioni: 58,4 x 78,74 x 1,58 mm.;

— prezzo (per 1 pezzo): L. 155.000.

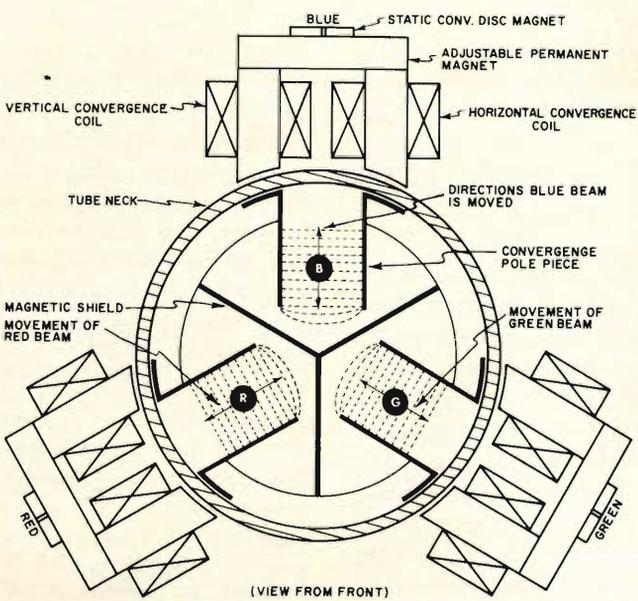
RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

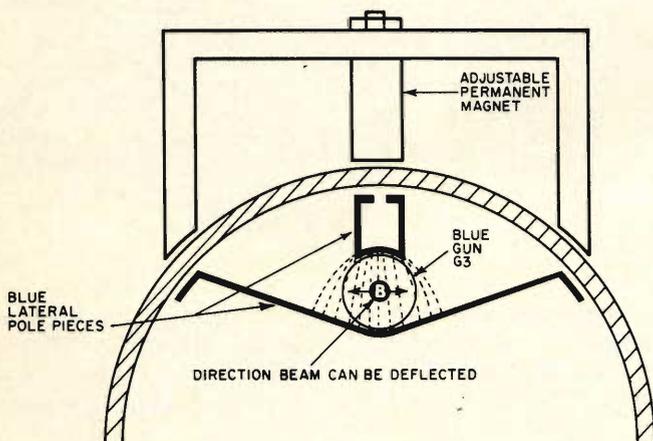
a cura di L. Biancoli

REGOLAZIONE DELLA PUREZZA E DELLA CONVERGENZA NEI TELEVISORI A COLORI

(Da « Electronics Handbook » - 1969)

Sebbene l'argomento della regolazione della purezza e della convergenza nei ricevitori a colori sia già stato oggetto di numerose trattazioni su queste stesse pagine, esso resta tuttavia di grande attualità, in quanto sono in continua elaborazione metodi e circuiti atti a migliorare le prestazioni di un televisore a colori agli effetti della naturalezza delle tinte e della loro costanza.

L'articolo ha inizio con la descrizione dettagliata dei principi che governano le operazioni di regolazione, ed è corredato di numerose illustrazioni che chiariscono il funzionamento dei vari dispositivi che a tale scopo vengono usati. Le due figure che qui riproduciamo rappresentano rispettivamente il complesso per la regolazione statica e dinamica della convergenza, e la posizione del magnete di regolazione laterale del blu, che non fa parte del dispositivo di regolazione della convergenza, in quanto è installato al di sopra del collo del tubo.

La nota — dopo alcuni arcuni argomenti introduttivi — prende in considerazione le norme relative alla convergenza statica, e mette in evidenza tutti gli inconvenienti che possono presentarsi nell'eventualità che il tubo presenti dei difetti derivanti dal procedi-

mento di fabbricazione. L'argomento successivo è naturalmente la convergenza dinamica, nei confronti della quale vengono esaminati i circuiti e le caratteristiche di corrente e di tensione in riferimento alle bobine di regolazione. A proposito della convergenza dinamica verticale, l'articolo cita i tipi principali di circuiti usati, e discute con una certa profondità la forma d'onda che è necessario attribuire agli impulsi di corrente per ottenere la correzione adeguata in modo da raggiungere una perfetta uniformità delle tinte in qualsiasi punto della superficie illuminata dello schermo fluorescente.

Successivamente vengono presi in considerazione i principi che governano la convergenza dinamica orizzontale, nei confronti della quale la rivista pubblica una interessante serie di fotografie a colori, riproducenti immagini di varia natura ottenute sia con perfetta regolarità delle tinte, sia con errori di regolazione, mettendone in chiaro le cause e gli effetti. L'argomento che segue è il procedimento di regolazione della convergenza e della purezza, considerato da un punto di vista generico: successivamente, lo autore si dilunga sulla sequenza delle operazioni che è necessario eseguire per effettuare una accurata messa a punto, in relazione all'orientamento del televisore rispetto al campo magnetico terrestre.

Una interessante serie di grafici illustra i particolari del pannello recante tutti i comandi per la regolazione della convergenza statica e dinamica, ed indica chiaramente quali sono i dispositivi di regolazione sui quali è necessario intervenire, per ottenere la regolazione nelle varie zone dello schermo fluorescente, rappresentando con piccole riproduzioni di questo ultimo il difetto che è possibile correggere con ogni singolo intervento.

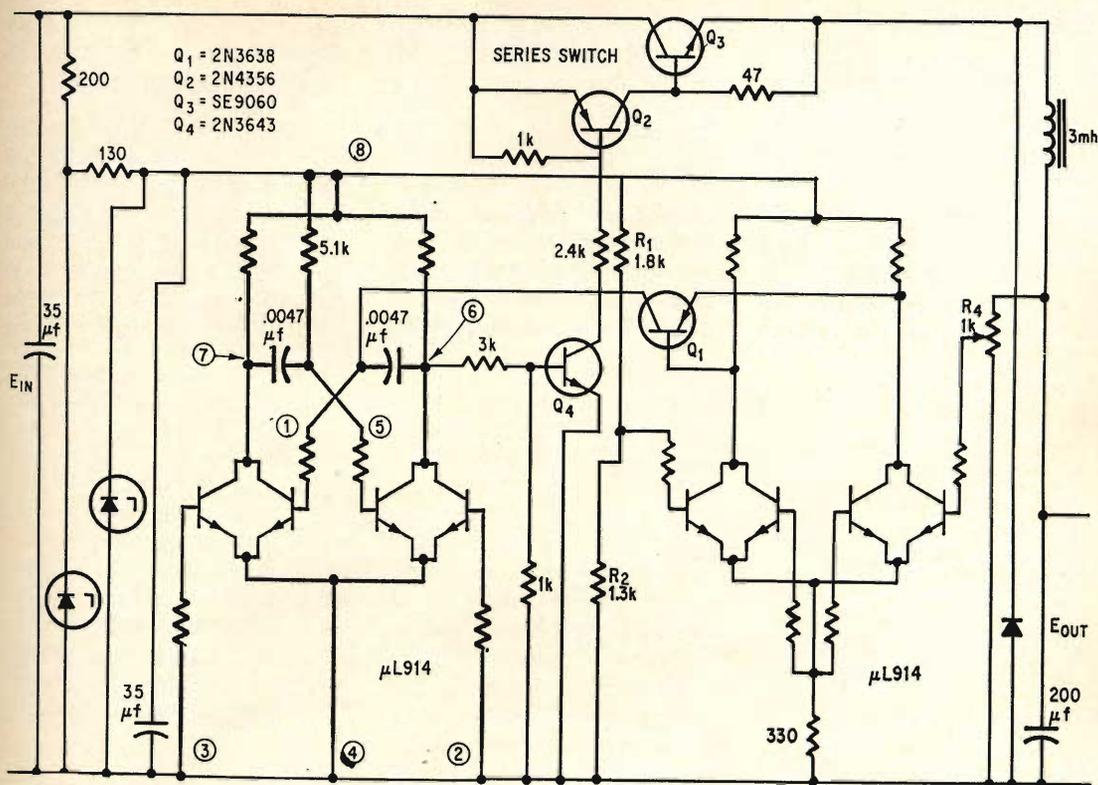
Per concludere, l'autore pubblica un disegno schematico del cinescopio visto da due diversi punti, e precisamente in pianta e dal retro (ossia dal lato dello zoccolo), indicando dettagliatamente la posizione e la funzione dei vari dispositivi di controllo.

DISPOSITIVO PER LA REGOLAZIONE DELLA TENSIONE REALIZZATA MEDIANTE DUE CIRCUITI «AND-GATE»

(Da « Electronics » - 23 Dicembre 1968)

La maggior parte dei tecnici considera i circuiti « AND » utili soltanto per le funzioni logiche nei dispositivi di calcolo elettronico di tipo digitale. Tuttavia, con un po' di immaginazione, un circuito logico del tipo a resistenza e transistor, provvisto di due ingressi, ed impiegato simultaneamente in due unità, può essere sfruttato in un dispositivo di regolazione mediante commutazione dell'energia di alimentazione, oppure in altri tipi di apparecchiature elettroniche.

Il regolatore, di cui riproduciamo il circuito sulla pagina a lato consiste in due circuiti « RTL AND GATE » di cui uno viene usato come amplificatore differenziale, mentre l'altro viene usato come multivibratore astabile.

L'amplificatore differenziale funziona come rivelatore di errore, in quanto è sensibile alla differenza tra una tensione di riferimento prestabilita dal partitore di tensione costituito da R1 ed R2, e la tensione di uscita prelevata mediante una presa praticata su R4. Di conseguenza, il circuito di amplificazione produce una corrente, la cui intensità è funzione dell'errore, che viene erogata da Q1, il quale provvede a far variare il ciclo di funzionamento del multivibratore astabile, e del transistor in serie Q3.

La forma d'onda, con un ciclo ad andamento variabile, viene integrata ad opera dell'induttanza e della capacità da 200 μF, il che permette di ottenere un livello di uscita a corrente continua e di valore variabile, che raggiunge il valore zero quando la tensione disponibile in corrispondenza del cursore di R4 equivale alla tensione predisposta dal partitore costituito da R1 ed R2.

L'ondulazione residua è inferiore a 20 mV da picco a picco, e — con una tensione di uscita del valore di 10 V — la regolazione tra la tensione che sussiste in assenza di carico e la tensione che sussiste con assorbimento massimo da parte del carico pari ad 1 A ammonta allo 0,2%.

ANALISI DI RICEVITORI TELEVISIVI

(Da « Practical Television » - Gennaio 1969)

Questa nostra recensione è riferita alla settima puntata di una serie di articoli nei quali viene descritta dettagliatamente la tecnica di servizio dei ricevitori televisivi: nelle precedenti occasioni sono stati esaminati i circuiti funzionanti ad Alta Frequenza video, ed altre sezioni di un normale ricevitore: in questa particolare puntata viene esaminato il settore della deflessione orizzontale, e vengono forniti numerosi ragguagli agli effetti del collaudo e della verifica di funzionamento.

La nota si basa sul circuito classico della sezione di deflessione orizzontale di un televisore di tipo commerciale, e — sebbene gli argomenti siano riferiti ad uno schema di tipo standard — i ragguagli forniti possono essere di notevole utilità per il tecnico riparatore, in quanto molti argomenti possono essere considerati vantaggiosamente nei confronti di qualsiasi altro tipo di circuito atto a compiere la medesima funzione.

La nota è riferita alla verifica fondamentale del funzionamento del circuito, per quanto riguarda la normale messa a punto, ma comprende anche numerosi dati relativi alla ricerca dei guasti in questa particolare sezione.

Vengono fatte interessanti considerazioni sull'impiego degli strumenti di misura, il che rende l'articolo interessante per i riparatori.

CINEMATOGRAFIA A RILIEVO CON PROCEDIMENTO OLOGRAFICO E LASER

(Da « Electronique Professionnelle » - 9 Gennaio 1969)

Un ingegnere dei laboratori Philips situati nelle vicinanze di Nuova York si dedica da diverso tempo ad esperimenti di cinematografia in rilievo mediante un procedimento di olografia con laser. A tale scopo, egli ha concepito un sistema di camere e di proiettori adatti a filmare col sistema olografico.

Sebbene occorra ancora molto tempo prima che questo nuovo sistema di cinematografia a tre dimensioni risulti perfetto, sembra che le relative apparecchiature risulteranno più semplici di quelle attualmente impiegate.

Per concepire il suo proiettore, lo studioso si è ispirato ad un principio precedentemente accertato, consistente nel fatto che l'occhio umano si presta a rappresentare un oggetto del quale non viene fornita che l'immagine di una

sezione orizzontale olografica, e ciò in quanto ciascuna parte dell'ologramma è fin troppo ricca di informazioni relative all'intero oggetto nel suo assieme.

A causa di ciò, se per ricostruire nello spazio l'oggetto in questione ci si contenta del materiale disponibile, la rappresentazione che è possibile ottenere consiste semplicemente in una veduta panoramica con ripresa grandangolare a tre dimensioni, soltanto in senso orizzontale.

Quanto sopra potrà risultare più chiaro osservando lo schema generale dal principio di funzionamento, che qui riproduciamo: in esso si osserva che l'immagine viene ripresa attraverso una fessura, tramite una lente attraverso la quale l'immagine passa provenendo da uno specchio, verso cui la proiezione ottica viene effettuata tramite un divisore di raggi, al quale vengono inviati sia i raggi ottici provenienti dal soggetto attraverso un diffusore ed una lente, sia il raggio laser riflesso tramite uno specchio inclinato a 45°. Nel proiettore, la pellicola attraversa a velocità costante una sorgente laser, e procura un'immagine continua, fusa nelle sue componenti, senza che si riscontri la necessità di ricorrere ad un meccanismo di otturazione di tipo convenzionale.

L'inventore di questo sistema ha elaborato un modello dimostrativo, che funziona assai bene in cinematografia nei confronti di piccoli oggetti in movimento, ma egli stesso ammette che il cammino è ancora assai lungo prima che questo sistema possa essere sfruttato commercialmente.

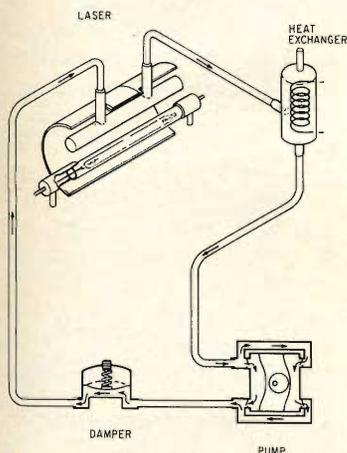
SOLUZIONI PROMETTENTI NEL CAMPO DEI « LASER » A LIQUIDO

(Da « Electronics » - 11 Novembre 1968)

I problemi relativi al costo, agli inconvenienti di carattere ottico, ed alla bassa potenza media di dissipazione, possono essere risolti quando questi dispositivi organici ed inorganici vengono elaborati in un laboratorio bene attrezzato.

Questa è la premessa che sintetizza il significato di questo interessante articolo: l'autore analizza infatti il comportamento dei dispositivi « laser », premettendo che la luminescenza a forte intensità, sulla quale si basa il loro funzionamento, si verifica nelle soluzioni di numerose sostanze organiche ed inorganiche,

quando vengono eccitate dalla luce.

Sebbene il « laser » a liquido sia soltanto ad uno stadio iniziale del suo sviluppo, almeno al confronto con i dispositivi « laser » di tipo solido definitivi in tutti i loro particolari fin da oltre cinque anni, sono tuttavia di minor costo di produzione, e la loro attitudine a funzionare con elevati livelli di potenza è rilevante. L'articolo esamina i problemi relativi al comportamento dei liquidi impiegati nei « laser » nei confronti della luce, ed illustra i concetti sia con una fotografia che rappresenta un dispositivo di questo tipo con raffreddamento a liquido, sia con disegni illustrativi che ne chiariscono il funzionamento, come quello che qui riproduciamo a titolo di esempio.

Sull'argomento relativo al raffreddamento, vengono fornite numerose note riguardanti gli ultimi progressi conseguiti in questo campo, ed in particolare la nota si dilunga in interessanti dissertazioni sul comportamento nei confronti dei vari colori dell'arcobaleno, con l'aggiunta di grafici che dimostrano l'esattezza dei concetti enunciati. Tra questi, figurano alcuni grafici che esprimono l'assorbimento in funzione della lunghezza d'onda espressa in Angstrom, lo stesso assorbimento in funzione della stessa lunghezza d'onda e del rapporto tra I ed I_0, ed infine l'intensità luminosa di uscita in funzione dell'intensità di fluorescenza (espressa in unità arbitrarie) e della lunghezza d'onda.

La conclusione, che può essere assai interessante per i tecnici che si occupano delle applicazioni di questo tipo, consiste nel fatto che — secondo l'autore — il futuro effettivo dei dispositivi « laser » di tipo inorganico è strettamente legato al funzionamento dell'impianto di circolazione. Quest'ultimo non soltanto provvede a raffreddare il liquido, ma compensa anche qualsiasi mancanza di omogeneità locale nell'indice di rifrazione. Uno dei vantaggi del dispositivo « laser » a liquido consiste nel fatto che i pericoli di carattere ottico non sussistono, contrariamente a quanto accade nei confronti dei dispositivi analoghi di tipo solido. Se si fa uso di una quantità di liquido pari a poche centinaia di centimetri cubi, la sola circolazione è sufficiente per ottenere il raffreddamento, anche con una frequenza assai elevata di ripetizione degli impulsi.

I FABBRICANTI DI CALCOLATORI ELETTRONICI PROCEDONO CON CAUTELA

(Da « Electronic Design »)

Nonostante l'enorme sviluppo che abbiamo constatato in questi ultimi tempi nel campo del calcolo elettronico, è interessante rilevare questa nota pubblicata sulla rivista americana, nella quale si sostiene che l'industria in questo campo specifico procede lentamente per due motivi principali: in primo luogo, non si ritiene opportuno produrre le apparecchiature su vasta scala a causa della loro continua evoluzione, per cui ogni modello può essere facilmente superato in breve tempo a causa dei futuri inevitabili sviluppi. In secondo luogo, l'autore sostiene che l'impiego su vasta scala di queste apparecchiature agli effetti della organizzazione contabile delle aziende di ogni tipo potrà essere considerato seriamente soltanto nel volgere di un minimo di cinque anni a partire dalla nostra epoca attuale.

L'articolo sintetizza i progressi fino ad ora conseguiti, e formula alcune previsioni per quanto riguarda i futuri sviluppi che sono prevedibili nelle applicazioni dell'elettronica al calcolo numerico.

SEMPLIFICAZIONE DELLA TECNICA DI DEPOSITO A STRATI MULTIPLI MEDIANTE SCARICA LUMINOSA

(Da « Electronics » - 20 Gennaio 1969)

Le applicazioni identificate sotto la ben nota sigla LSI (integrazione su vasta scala) implica l'impiego di connessioni a strati multipli; uno strato di collegamento metallico a strato singolo avrebbe radici eccessivamente lunghe, e presenterebbe notevoli problemi pratici agli effetti dell'impiego.

I dispositivi a strati multipli — tuttavia — sono di difficile realizzazione, in quanto

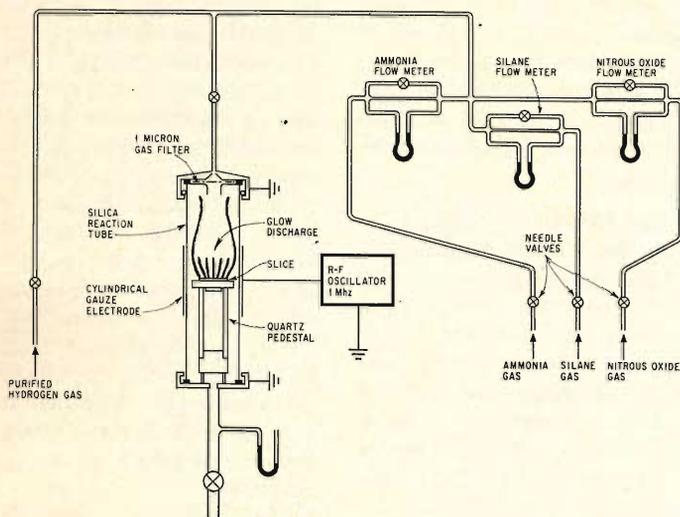
i problemi quali la scarsa adesione tra gli strati isolanti e l'eccessiva resistenza nei confronti delle correnti di cavità sono difficili da risolvere.

Nei laboratori della STL (Standard Telecommunication Laboratories Ltd) sono stati sviluppati dei dispositivi basati sulla tecnica di impiego

della scarica lumiosa, per depositare lo strato dielettrico tra i vari strati metallici. Il vantaggio principale di questa tecnica consiste nel fatto che essa non implica l'impiego di temperature elevate: il deposito si verifica soltanto con pochi gradi al di sopra della temperatura ambiente. Di conseguenza, le caratteristiche dei circuiti integrati non risultano per nulla alterate, in quanto il procedimento tecnico riduce anche i problemi relativi all'adesione ed alla resistenza di alimentazione a valori che possono essere considerati trascurabili agli effetti pratici.

Il metodo STL, qui illustrato in forma schematica, impiega l'alluminio per effettuare il deposito degli strati di collegamento, ed un biossido di silicio oltre al nitrito di silicio, anch'essi in strati, per realizzare il materiale dielettrico.

Un conto è produrre un impianto a strati multipli che funzioni non appena è stato realizzato, ma è assai più difficile realizzare un impianto che sia in grado di assicurare anche una certa sicurezza di funzionamento per un lungo periodo di tempo. Sotto questo aspetto, i dispositivi realizzati con l'impianto descritto nell'articolo che recensiamo si è dimostrato all'altezza della situazione, in quanto tutti i collaudi relativi alla resistenza nel tempo hanno dato esiti del tutto soddisfacenti.

La stabilità di funzionamento dal punto di vista dell'adesione e da quello delle caratteristiche meccaniche è sufficiente per consentire un'ottima sopportazione nei confronti della saldatura, con i metodi ultrasonici che vengono normalmente adottati nei laboratori STL. L'immersione nell'azoto liquido non provoca incrinature, né determina il distacco degli strati esterni, o alterazione di carattere elettrico. Inoltre, i dispositivi a strati multipli realizzati con questo sistema sono stati esposti alla temperatura di un forno maggiore di 200 °C, con una differenza di potenziale di 12 V per un periodo di tempo pari approssimativamente a 3.000 ore, senza che si verificasse alcuna alterazione agli effetti delle caratteristiche elettriche.

NUOVE REALIZZAZIONI ELETTRONICHE A CIRCUITI INTEGRATI

(Da « Electronique Professionelle » - 6 Febbraio 1969)

Sotto questo titolo appare quasi regolarmente una rubrica nella rivista francese, contenente nuove idee alcune delle quali possono essere considerate veramente originali: nella occasione alla quale ci riferiamo, vengono descritti un miscelatore armonico, un amplificatore a banda passante, il circuito integrato μA 716, un amplificatore a guadagno fisso, un amplificatore di canale per impedenza di 600 Ω, un amplificatore per cuffia, ed un amplificatore a media potenza.

Per ogni circuito viene fornito lo schema elettrico, e — nella maggior parte dei casi — vengono forniti anche i dati costruttivi oltre ai dati relativi alle prestazioni.

Il tecnico che effettua realizzazioni sperimentali sia a scopo didattico, sia per compiere vere e proprie ricerche, troverà in questa rubrica numerosi argomenti che potranno essere per lui interessanti sempre che corrispondano alle sue personali esigenze.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

MICROSCOPI ELETTRONICI

La potenza di 100.000 V sta per essere largamente superata. È allo studio a Monroeville in Pasadena un microscopio da un milione di volt, capace di sondare le strutture della materia nelle dimensioni dell'atomo. Ciò vuol dire che capterà le particelle delle dimensioni di due angstrom, corrispondenti a un mezzo miliardesimo di centimetro, all'incirca.

Le applicazioni pratiche di un tale microscopio saranno vaste e assai utili. Con un apparecchio tanto potente la metallurgia potrà controllare le vecchie teorie e postularne delle nuove sulla struttura dei metalli, sulla resistenza meccanica, sulle proprietà elettriche ed elettroniche, sulle fasi di trasformazione e sulle reazioni chimiche. Sarà possibile ottenere nuovi materiali idonei all'era spaziale.

La biologia scruterà a fondo la genesi dei virus e dei batteri per cui, osservando l'inizio di certe funzioni della loro vita, avrà un valido aiuto nella ricerca delle cause delle malattie attualmente incurabili.

Sebbene assai complesso, il nuovo microscopio sarà notevolmente automatizzato. Esso conterrà tre circuiti televisivi, ciascuno con piccole camere transistorizzate le cui funzioni si esplicano tanto nell'efficienza dell'apparecchio quanto nella sicurezza dell'operatore. Due circuiti sono collegati ai contatori e ad altri punti in modo da monitorizzare l'operazione senza esporre l'operatore alle radiazioni. Il terzo è usato per intensificare l'immagine. In questo modo la forza della radiazione elettronica può essere ridotta a un cinquantesimo, diminuendo gli effetti del calore e della radiazione sul soggetto da esaminare.

BOMBE ATOMICHE BENEFICHE

Gli esperti sono concordi nel ritenere che l'acciaio non avrà mai validi succedanei, per cui la produzione dovrà necessariamente aumentare. Nel 1967 furono prodotti nel mondo 500 milioni di tonnellate, per il 1975 se ne prevedono 700 milioni.

Ciò pone alla siderurgia mondiale il problema della programmazione.

Il poter stabilire, sia pure con approssimazione, l'entità di lavoro da compiere entro periodi di tempo più o meno vasti facilita decisamente la produzione sotto ogni profilo, soprattutto tecnologico ed economico e, di riflesso, anche sociale. Si osserva, infatti, che la tendenza alla lunga programmazione è un fenomeno del nostro tempo.

Per quanto concerne l'acciaio, in rapporto al forte incremento dei consumi si dovranno studiare dei mezzi di produzione assolutamente nuovi.

A questo proposito, già si parla di impiegare le bombe nucleari nei giacimenti ferrosi in profondità non raggiungibili dal sistema convenzionale di lavoro.

L'esplosione frantumerebbe il materiale, che verrebbe successivamente irrorato con acido cloridrico.

La reazione chimica con l'ossido di ferro darebbe cloruri volatili, dai quali verrebbe separato il cloruro di ferro per distillazione.

Una successiva reazione con vapore farebbe ottenere ossido di ferro e acido cloridrico.

Questo sarebbe utilizzato per un altro ciclo e così di seguito, e l'ossido di ferro passerebbe ad una successiva lavorazione da cui uscirebbe polvere di ferro. Con l'aggiunta di carbone e di altri elementi si otterrebbe, infine, l'acciaio.

JOULE

Il Joule è l'unità di misura equivalente a dieci milioni di erg. L'erg, a sua volta, è l'unità che esprime l'energia necessaria per sollevare in senso verticale un corpo del peso di un milligrammo all'altezza di un centimetro.

Il Joule è importante in elettrologia perché il lavoro da esso compiuto in un minuto secondo costituisce un watt.

Si sa che Joule viene dal nome di James Prescott Joule, nato a Londra nel 1818 il quale, tuttavia, ufficialmente non fu uno scienziato ma un fabbricante di birra.

Si appassionò ai problemi scientifici del momento, sostenuti dalla rivelazione che i vari fenomeni, pur manifestandosi in forme diversissime, rappresentavano trasformazioni di un'unica entità, poi chiamata « energia ».

Si racconta che, quando passeggiava in carrozza con la moglie, se giungeva nei pressi di una cascata, interrompeva la gita, piantava la moglie sola in carrozza e, fin che non aveva misurato con un termometro la temperatura dell'acqua all'inizio e alla fine della cascata, non era contento.

Il principio era esatto, perché l'energia di caduta si trasforma in calore per cui al termine della cascata l'acqua è, diremo così, più « calda » che al principio. Ma la differenza è minima e, per quanto sensibile sia stato il termometro di quell'epoca, il buon Joule avrà durato fatica ad avere conferma della sua intuizione. Frattanto la signora Joule formava un quadretto romantico, in solitaria attesa sul calesse, con l'ombrellino dispiegato al sole.

STOICISMO

L'astronomo Giovanni Silvano Bailly fu una delle vittime della rivoluzione francese. Fu condannato alla ghigliottina perché, in quello ed in altri momenti di follia nella storia dell'umanità, si anteponevano le vuote questioni politiche agli effettivi valori personali.

Bailly salì sul patibolo nel 1793 in una giornata piovosa. Una voce dietro di lui disse: — Ma tu stai tremando! — Al che Bailly, calmo, rispose: — Tremo per il freddo.

zio Ruben

EQUIVALENZE SEMICONDUTTORI

Da questo numero iniziamo la pubblicazione di alcune equivalenze di semiconduttori e cinescopi. La loro classificazione è stata fatta in ordine alfabetico. Con ciò pensiamo di fornire utili indicazioni ai nostri lettori ed in particolare ai tecnici riparatori.

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
A 01	AF116-AF126	AC 123	AC 125
A 2 K4	BY 100	AC 124	AC 128
A 2 K5	BY 100	AC 125	AC 125
A 2 K9	BY 100	AC 126	AC 126
A 569	A 569	AC 127	AC 127
A 570	A 570	AC 127/128	AC 127/128
AA 111	OA 79	AC 127/132	AC 127/132
AA 112	OA 90	AC 128	AC 128
AA 113	AA 119	AC 128 K	AC 128/01
AA 116	OA 90	AC 128/01	AC 128/01
AA 117	OA 95	AC 129	OC 59
AA 118	AAY 11	AC 130	AC 130
AA 119	AA 119	AC 131	AC 128
AA 132	OA 85	AC 132	AC 132
AA 133	OA 85	AC 135-AC 136	AC 132
AAY 11	AAY 11	AC 137	AC 126
AAY 12	OA 5	AC 134	AC 125
AAY 14	OA 5	AC 137	AC 126
AAY 15	AAZ 12	AC 138	AC 126
AAY 21	AAY 21	AC 139	AC 128
AAY 27	BAY 38	AC 141	AC 127
AAY 32	AAY 32	AC 142	AC 128
AAY 34	AAY 34	AC 150	AC 125
AAY 39	AAY 39	AC 151	AC 125
AAY 40	AAY 40	AC 151 IV	AC 125
AAZ 10	AAY 11	AC 151 V	AC 126
AAZ 12-	AAZ 12	AC 151 VI	AC 126
AAZ 13	AAZ 13	AC 151 VII	AC 126
AAZ 15	AAZ 15	AC 152	AC 132
AAZ 17	AAZ 17	AC 152 IV	AC 132
AAZ 18	AAZ 18	AC 152 V	ASY 76
AC 105	AC 128	AC 153	AC 128
AC 106	AC 128	AC 160	AC 107
AC 107	AC 107	AC 162	AC 125
AC 108	AC 125	AC 163	AC 128
AC 109	AC 125	AC 164	AC 164
AC 110	AC 125	AC 167	AC 128
AC 113	AC 125	AC 171	AC 126
AC 114	AC 128	AC 172	AC 172
AC 115	AC 128	AC 177	AC 128
AC 116	AC 126	AC 180	AC 128
AC 117	AC 128	AC 181	AC 127
AC 118	AC 128	AC 182	AC 125
AC 119	AC 128	AC 184	AC 132
AC 120	AC 128	AC 185	AC 132
AC 120 IV	AC 128	AC 187	AC 187
AC 120 V	AC 128	AC 187 K	AC 187/01
AC 121	AC 128	AC 187/01	AC 187/01
AC 121 V	AC 128	AC 187/188	AC 187/188
AC 122	AC 125	AC 188	AC 188

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
AC 188 K	AC 188/01	AF 117	AF117-AF127	AFY 40	AFY 40
AC 188/01	AC 188/01	AF 118	AF 118	AFZ 10	AFY 19
ACY 23	AC 132	AF 119	AF 127	AFZ 12	AFZ 12
ACY 24	ASY 77	AF 120	AF 126	AL 100	AU 103
ACY 27	ASY 27	AF 121	AF 121	ALZ 10	AUY 10
ACY 28	ASY 26	AF 122	AF 102	APY 10	OAP 12
ACY 29	ASY 27	AF 124	AF114-AF124	APY 11	OAP 12
ACY 33	AC 128	AF 125	AF115-AF125	AR 10	AD 140
ACY 38	AC 125	AF 126	AF116-AF126	ASY 12	ASY 77
ACZ 10	BCY 11-BCZ 12	AF 127	AF117-AF127	ASY 13	ASY 77
AD 130	AD 149	AF 128	ASY 27	ASY 14	ASY 77
AD 131	ASZ 16	AF 129	AF 178	ASY 24	ASY 26/27
AD 132	ASZ 18	AF 130	AF 178	ASY 26	ASY 26
AD 138	ASZ 17	AF 131	AF 127	ASY 27	ASY 27
AD 138/50	ASZ 18	AF 132	AF116-AF126	ASY 28	ASY 28
AD 139	AD 149	AF 133	AF117-AF127	ASY 29	ASY 29
AD 140	AD 140	AF 134	AF114-AF124	ASY 30	ASY 26/27
AD 148	AD 139	AF 135	AF114-AF124	ASY 31	ASY 26
AD 149	AD 149	AF 136	AF 126	ASY 32	ASY 27
AD 150	AD 149	AF 137	AF 126	ASY 48	ASY 77
AD 152	AD 149	AF 138	AF 126	ASY 54	ASY 26/27
AD 155	AD 162	AF 139	AF 139	ASY 55	ASY 27
AD 156	AD 162	AF 142	AF114-AF124	ASY 56	ASY 26
AD 161	AD 161	AF 143	AF 124	ASY 57	ASY 26
AD 161/162	AD 161/162	AF 144	AF 124	ASY 58	ASY 27
AD 162	AD 162	AF 146	AF 127	ASY 59	ASY 27
AD 163	ASZ 18	AF 148	AF116-AF126	ASY 61	ASY 28
ADY 22	ADZ 12	AF 150	AF 126	ASY 62	ASY 29
ADY 23	ADZ 12	AF 156	AF117-AF127	ASY 70	ASY 80
ADY 24	ADZ 12	AF 164	AF114-AF124	ASY 73	ASY 73
ADY 25	ADZ 12	AF 165	AF 124	ASY 74	ASY 74
ADY 26	ADY 26	AF 166	AF 124	ASY 75	ASY 75
ADY 27	AD 149	AF 168	AF 127	ASY 76	ASY 76
ADY 28	ASZ 15	AF 170	AF 126	ASY 77	ASY 77
ADZ 11	ADZ 11	AF 172	AF 126	ASY 80	ASY 80
ADZ 12	ADZ 12	AF 178	AF 178	ASY 81	ASY 77
AEY 13	AEY 13	AF 179	AF 179	ASZ 10	AFY 19
AEY 15	AEY 15	AF 180	AF 180	ASZ 15	ASZ 15
AEY 16	AEY 16	AF 181	AF 181	ASZ 16	ASZ 16
AEY 17	AEY 17	AF 182	AF 178	ASZ 17	ASZ 17
AF 101	AF 126	AF 186	AF 139	ASZ 18	ASZ 18
AF 102	AF 102	AF 200	AF 181	ASZ 21	ASZ 21
AF 105	AF116-AF126	AF 201	AF 121	ASZ 23	ASZ 23
AF 106	AF 102	AF 202	AF 121	ATZ 10	ATZ 10
AF 107	AFY 19	AF 239	AF 239	AU 101	AU 101
AF 108	AFY 19	AFY 10	AFY 19	AU 102	AU 102
AF 109	AF 180	AFY 11	AFY 19	AU 103	AU 103
AF 114	AF114-AF124	AFY 12	AF 102	AU 104	AU 104
AF 115	AF115-AF125	AFY 16	AFY 16	AUY 10	AUY 10
AF 116	AF116-AF126	AFY 19	AFY 19	AUY 19	ASZ 16

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
AUY 20	ASZ 18	BCY 31	BCY 31	BFY 11	BFY 11
AUY 21	ADZ 12	BCY 32	BCY 32	BFY 12	BFY 51
AUY 22	ASZ 15	BCY 33	BCY 33	BFY 13	BFY 50
AUY 30	ASZ 16	BCY 34	BCY 34	BFY 14	BFY 50
AUY 31	ASZ 18	BCY 38	BCY 38	BFY 17	BFY 10
AUY 32	ASZ 18	BCY 39	BCY 39	BFY 20	A 569-A 570
AUY 33	AD 149	BCY 40	BCY 40	BFY 33	2 N 1613
AUY 34	ASZ 18	BCY 55	BCY 55	BFY 34	2 N 1613
B2K5	BY 100	BCY 56	BCY 56	BFY 39	BSY 39
B2K9	BY 100	BCY 57	BCY 57	BFY 44	BFY 44
B 112	AD 140	BCY 70	BCY 70	BFY 45	BSY 68
B 1085	AU 103	BCY 71	BCY 71	BFY 46	2 N 1711
BA 100	BA 100	BCY 72	BCY 72	BFY 50	BFY 50
BA 101	BA 102	BCZ 10	BCZ 10	BFY 51	BFY 51
BA 102	BA 102	BCZ 11	BCZ 11	BFY 52	BFY 52
BA 103	OA 200	BCZ 13	BCZ 10	BFY 55	BFY 55
BA 108	OA 202	BCZ 14	BCZ 11	BFY 67	BFY 67
BA 109	BA 109	BDY 10	BDY 10	BFY 68	BFY 68
BA 111	BA 109	BDY 11	BDY 11	BFY 70	BFY 70
BA 114	BA 114	BDY 17	BDY 17	BFY 90	BFY 90
BA 119	BA 102	BDY 18	BDY 18	BFZ 10	BCZ 11
BA 145	BA 145	BDY 19	BDY 19	BLY 14	BLY 14
BA 148	BA 148	BDY 20	BDY 20	BLY 17/A	BLY 17/A
BAX 13	BAX 13	BF 108	BF 109	BLY 20	BLY 20
BAX 78	BAX 78	BF 109	BF 109	BLY 21	BLY 21
BAY 14	BY 100	BF 110	BF 109	BPY 10	BPY 10
BAY 15	BY 100	BF 115	BF 115	BPY 13/A	BPY 13/A
BAY 16	BY 100	BF 167	BF 167	BPY 15	BPY 15
BAY 32	BAY 32	BF 168	BF 168	BSX 19	BSX 19
BAY 33	BAY 33	BF 169	BF 168	BSX 20	BSX 20
BAY 38	BAY 38	BF 173	BF 173	BSX 21	BSX 21
BAY 39	BAY 39	BF 177	BF 177	BSX 44	BSX 44
BAY 66	BAY 66	BF 178	BF 178	BSX 59	BSX 59
BAY 96	BAY 96	BF 179	BF 179	BSX 60	BSX 60
BC 107	BC 107	BF 180	BF 180	BSX 61	BSX 61
BC 108	BC 108	BF 181	BF 181	BSX 70	BSX 70
BC 109	BC 109	BF 182	BF 182	BSX 71	BSX 71
BC 111	BC 112	BF 183	BF 183	BSX 82	BSX 82
BC 112	BC 112	BF 184	BF 184	BSX 95	BSX 95
BCY 10	BCY 10	BF 185	BF 185	BSX 96	BSX 96
BCY 11	BCY 11	BF 186	BF 186	BSY 10	BSY 10
BCY 12	BCY 12	BF 194	BF 194	BSY 11	BSY 11
BCY 13	2 N 497	BF 195	BF 195	BSY 17	2 N 743
BCY 14	2 N 498	BF 200	BF 200	BSY 18	2 N 744
BCY 15	2 N 497	BFX 50	BFX 50	BSY 19	2 N 708
BCY 17	BCZ 11	BFX 51	BFX 51	BSY 20	2 N 706 A
BCY 18	BCZ 11	BFX 52	BFX 52	BSY 21	2 N 914
BCY 19	BCZ 12	BFX 55	BFX 55	BSY 21	BSY 10
BCY 20	BCY 30	BFX 63	BFX 63	BSY 26	BSY 39
BCY 30	BCY 30	BFY 10	BFY 10	BSY 27	BSY 39

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
BSY 34	BFY 44	BTX 41-300 R	BTX 41-300 R	BTY 95-300 R	BTY 95-300 R
BSY 38	BSY 38	BTX 41-400 R	BTX 41-400 R	BTY 95-400 R	BTY 95-400 R
BSY 39	BSY 39	BTX 41-500 R	BTX 41-500 R	BTY 95-500 R	BTY 95-500 R
BSY 40	BSY 40	BTX 41-600 R	BTX 41-600 R	BTY 95-600 R	BTY 95-600 R
BSY 41	BSY 41	BTX 41-700 R	BTX 41-700 R	BTY 95-700 R	BTY 95-700 R
BSY 44	2 N 1613	BTX 41-800 R	BTX 41-800 R	BTY 95-800 R	BTY 95-800 R
BSY 45	2 N 699	BTX 41-900 R	BTX 41-900 R	BTY 96	BTY 99-100 R
BSY 46	BFY 55	BTX 41-1000 R	BTX 41-1000 R	BTY 97	BTY 99-200 R
BSY 51	2 N 697	BTX 41-1200 R	BTX 41-1200 R	BTY 98	BTY 99-300 R
BSY 52	2 N 1420	BTY 79	BTY 79-200 R	BTY 99	BTY 99-400 R
BSY 53	2 N 1613	BTY 79-100 R	BTY 79-100 R	BTY 99-100 R	BTY 99-100 R
BSY 54	2 N 1711	BTY 79-200 R	BTY 79-200 R	BTY 99-200 R	BTY 99-200 R
BSY 58	BFY 44	BTY 79-300 R	BTY 79-300 R	BTY 99-300 R	BTY 99-300 R
BSY 62	2 N 706 A	BTY 79-400 R	BTY 79-400 R	BTY 99-400 R	BTY 99-400 R
BSY 63	2 N 708	BTY 79-500 R	BTY 79-500 R	BTY 99-500 R	BTY 99-500 R
BSY 68	BSY 68	BTY 79-600 R	BTY 79-600 R	BTY 99-600 R	BTY 99-600 R
BSY 70	2 N 706	BTY 79-700 R	BTY 79-700 R	BTY 99-700 R	BTY 99-700 R
BSY 71	2 N 1711	BTY 79-800 R	BTY 79-800 R	BTY 99-800 R	BTY 99-800 R
BSY 82	BFY 70	BTY 80	BTY 79-300 R	BXY 27	BXY 27
BSY 83	2 N 2297	BTY 81	BTY 79-400 R	BXY 28	BXY 28
BSY 84	BFY 44	BTY 84	BTY 87-100 R	BXY 29	BXY 29
BTX 12-100 R	BTX 12-100 R	BTY 85	BTY 87-200 R	BXY 30	BXY 30
BTX 12-200 R	BTX 12-200 R	BTY 86	BTY 87-300 R	BXY 31	BXY 31
BTX 12-300 R	BTX 12-300 R	BTY 87	BTY 87-400 R	BY 100	BY 100
BTX 12-400 R	BTX 12-400 R	BTY 87-100 R	BTY 87-100 R	BY 101	BY 100
BTX 12-500 R	BTX 12-500 R	BTY 87-200 R	BTY 87-200 R	BY 102	BY 100
BTX 12-600 R	BTX 12-600 R	BTY 87-300 R	BTY 87-300 R	BY 114	BY 114
BTX 13-100 R	BTX 13-100 R	BTY 87-400 R	BTY 87-400 R	BY 118	BY 118
BTX 13-200 R	BTX 13-200 R	BTY 87-500 R	BTY 87-500 R	BY 120	BY 100
BTX 13-300 R	BTX 13-300 R	BTY 87-600 R	BTY 87-600 R	BY 122	BY 122
BTX 13-400 R	BTX 13-400 R	BTY 87-700 R	BTY 87-700 R	BY 123	BY 123
BTX 13-500 R	BTX 13-500 R	BTY 87-800 R	BTY 87-800 R	BY 126	BY 126
BTX 13-600 R	BTX 13-600 R	BTY 88	BTY 91-100 R	BY 127	BY 127
BTX 35-500 R	BTX 35-500 R	BTY 89	BTY 91-200 R	BY 138	BY 138
BTX 35-600 R	BTX 35-600 R	BTY 90	BTY 91-300 R	BY 242	BY 100
BTX 35-700 R	BTX 35-700 R	BTY 91	BTY 91-400 R	BYX 10	BYX 10
BTX 35-800 R	BTX 35-800 R	BTY 91-100 R	BTY 91-100 R	BYX 13-400	BYX 13-400
BTX 36-500 R	BTX 36-500 R	BTY 91-200 R	BTY 91-200 R	BYX 13-400 R	BYX 13-400 R
BTX 36-600 R	BTX 36-600 R	BTY 91-300 R	BTY 91-300 R	BYX 13-600	BYX 13-600
BTX 36-700 R	BTX 36-700 R	BTY 91-400 R	BTY 91-400 R	BYX 13-600 R	BYX 13-600 R
BTX 36-800 R	BTX 36-800 R	BTY 91-500 R	BTY 91-500 R	BYX 13-800	BYX 13-800
BTX 37-500 R	BTX 37-500 R	BTY 91-600 R	BTY 91-600 R	BYX 13-800 R	BYX 13-800 R
BTX 37-600 R	BTX 37-600 R	BTY 91-700 R	BTY 91-700 R	BYX 13-1000	BYX 13-1000
BTX 37-700 R	BTX 37-700 R	BTY 91-800 R	BTY 91-800 R	BYX13-1000 R	BYX13-1000 R
BTX 37-800 R	BTX 37-800 R	BTY 92	BTY 95-100 R	BYX13-1200	BYX13-1200
BTX 38-500 R	BTX 38-500 R	BTY 93	BTY 95-200 R	BYX13-1200 R	BYX13-1200 R
BTX 38-600 R	BTX 38-600 R	BTY 94	BTY 95-300 R	BYX 14-400	BYX 14-400
BTX 38-700 R	BTX 38-700 R	BTY 95	BTY 95-400 R	BYX 14-400 R	BYX 14-400 R
BTX 38-800 R	BTX 38-800 R	BTY 95-100 R	BTY 95-100 R	BYX 14-600	BYX 14-600
BTX 41-200 R	BTX 41-200 R	BTY 95-200 R	BTY 95-200 R	BYX 14-600 R	BYX 14-600 R

Tipo	Corrispondente PHILIPS
BYX 14-800	BYX 14-800
BYX 14-800 R	BYX 14-800 R
BYX14-1000	BYX14-1000
BYX14-1000 R	BYX14-1000 R
BYX14-1200	BYX14-1200
BYX14-1200 R	BYX14-1200 R
BYX 20-200	BYX 21-200- BYX 28-200
BYX 20-200 R	BYX 21-200 R- BYX 28-200 R
BYX 21-100	BYX 21-100
BYX 21-100 R	BYX 21-100 R
BYX 21-200	BYX 21-200
BYX 21-200 R	BYX 21-200 R
BYX 23-400	BYX 23-400
BYX 23-600	BYX 23-600
BYX 23-800	BYX 23-800
BYX 23-1000	BYX 23-1000
BYX 25-600	BYX 25-600
BYX 25-600 R	BYX 25-600 R
BYX 25-800	BYX 25-800
BYX 25-800 R	BYX 25-800 R
BYX 25-1000	BYX 25-1000
BYX25-1000R	BYX25-1000R
BYX 27-400	BYX 27-400
BYX 27-600	BYX 27-600
BYX 27-800	BYX 27-800
BYX 27-1000	BYX 27-1000
BYX 28-200	BYX 28-200
BYX 28-200 R	BYX 28-200 R
BYX 28-400	BYX 28-400
BYX 28-400 R	BYX 28-400 R
BYX 30-200	BYX 30-200
BYX 30-200 R	BYX 30-200 R
BYX 30-300	BYX 30-300
BYX 30-300 R	BYX 30-300 R
BYX 30-400	BYX 30-400
BYX 30-400 R	BYX 30-400 R
BYX 30-500	BYX 30-500
BYX 30-500 R	BYX 30-500 R
BYX 32-200	BYX 32-200
BYX 32-200 R	BYX 32-200 R
BYX 32-400	BYX 32-400
BYX 32-400 R	BYX 32-400 R
BYX 32-600	BYX 32-600
BYX 32-600 R	BYX 32-600 R
BYX 32-800	BYX 32-800
BYX 32-800 R	BYX 32-800 R
BYX 32-1000	BYX 32-1000
BYX32-1000R	BYX32-1000R

Tipo	Corrispondente PHILIPS
BYX 33-200	BYX 33-200
BYX 33-200 R	BYX 33-200 R
BYX 33-400	BYX 33-400
BYX 33-400 R	BYX 33-400 R
BYX 33-600	BYX 33-600
BYX 33-600 R	BYX 33-600 R
BYX 33-800	BYX 33-800
BYX 33-800 R	BYX 33-800 R
BYX 33-1000	BYX 33-1000
BYX33-1000R	BYX33-1000R
BYX 36-100	BYX 36-100
BYX 36-200	BYX 36-200
BYX 36-400	BYX 36-400
BYY 15	BYY 15
BYY 16	BYY 16
BYY 20	BYX21-200 R- BYX 28-200 R
BYY 21	BYX 21-200- BYX 28-200
BYY 22	BYY 22
BYY 23	BYY 23
BYY 24	BYY 24
BYY 25	BYY 25
BYY 27	BYY 27
BYY 28	BYY 28
BYY 29	BYY 29
BYY 30	BYY 39-700
BYY 38	BYY 39-800
BYY 39	BYY 39-1000
BYY 39-700	BYY 39-700
BYY 39-800	BYY 39-800
BYY 39-1000	BYY 39-1000
BYY 39-1200	BYY 39-1200
BYY 39-1400	BYY 39-1400
BYY 39-1600	BYY 39-1600
BYY 67	BYY 67
BYY 68	BYY 68
BYY 69	BYX 13-1000
BYY 70	BYX13-1000R
BYY 71	BYX 13-1200
BYY 72	BYX13-1200R
BYY 73	BYY 73
BYY 74	BYY 74
BYY 75	BYY 75
BYY 76	BYY 76
BYY 77	BYY 77
BYY 78	BYY 78
BYZ 10	BYZ 10
BYZ 11	BYZ 11
BYZ 12	BYZ 12

SOMMARIO INSERZIONI

TARIFFE ESTERE

ARGENTINA	Pesos 135
AUSTRALIA	Sh. 12.10
BRASILE	Crs. 1.200
CANADA	$ Can. 1.20
CILE	Esc. 1.35
EGITTO	Leg. 0/420
ETIOPIA	$ Et. 2.35
GIAPPONE	Yen. 346.80
ISRAELE	L. I. 3.30
LIBIA	L. Lib. 0/345
PARAGUAY	Guar. 120
PERU'	Sol. 42.85
SUD-AFRICA	R. 0.80
TURCHIA	L. T. 8.70
URUGUAY	Pesos 10.45
U.S.A.	$ 1.60
VENEZUELA	Bs. 6.60

per ogni tipo e modello di Registratore a nastro, anche a quattro piste

per una fedele, perfetta registrazione e un gradevole ascolto,

Nastri Magnetici BASF

universalmente noti

sono disponibili anche nei tipi e confezioni per impieghi di carattere specificatamente tecnico-professionale

Badische Anilin- & Soda-Fabrik AG - 6700 Ludwigshafen am Rhein

S.A.S.E.A. Settore M - 20123 Milano - Via M. Bandello, 6 - Telefono 483.341/4